

*Ministère De l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*

*Université Ahmed Draia Adrar*

Faculté des Sciences et de la technologie



Soutenance de thèse de Doctorat « LMD »

Spécialité: Energies Renouvelables

Thème

**Commande Directe Du Couple D'un  
Véhicule Electrique Solaire à Deux Roues  
Motrices**

le 26/ 06/2022

Devant le jury composé de :

Mr. HAMOUDA Messaoud	Professeur	Univ Adrar	Président
Mr. GASBAOUI Brahim	Professeur	Univ Bechar	Directeur de thèse
Mr. BENTOUBA Said	Professeur	Univ Adrar	Co- Directeur de thèse
Mr. MAMMAR Khaled	Professeur	Univ Adrar	Examineur
Mr. Glaoui Hachemi	Professeur	Univ Adrar	Examineur
Mr. BENATIALAH Ali	Professeur	Univ Adrar	Examineur

Année Universitaire : 2021/2022



## REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier mon **DIEU LE TOUT PUISSANT**, qui a rendu cet ouvrage possible.

Je tiens à remercier Mon encadreur **Pr. GASBAOUI BRAHIM**, Professeur à Université Tahri Mohammed Bechar, qui m'a encadré tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Aussi, je le remercie pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses conseils judicieux, qui ont alimenté à ma réflexion.

Je le remercie aussi sous encadreur **Pr. BENTOUBA SAAID** pour son soutien, son conseil et sa patience.

Un merci spécial à tous ceux qui m'ont aidé, en particulier le **Dr. chouaib Ammari** pour leur soutien indéfectible

Je voudrais exprimer mes remerciements à Tous les membres du jury suite à leurs précieux conseils, la directeur et tous qu'est travail au département de technologie et laboratoire LDDI à Université d'Adrar au laboratoire smart grid et énergies renouvelables à Université de Béchar

En fin nous tenons aussi à remercier tous ceux qui ont rendu possible la réalisation de cette étude.

A tous on dit merci



## dédicace

➤ *Je dédie se modeste travail*

A la lumière de ma vie:

*Ma très chère mère et père*

A mon marée

*Graoui DJABAR*

A mes très chère frères: *Houcine, Mohammed, Brahim*

A mes très chère sœurs: *Merbouha, Halima, et Chahra zad*

A mon encadreur: *Dr .GASBAOUI BRAHIM*

et sous encadreur :*Mr.BENTOUBA SAAID*

A mes très chère amés: *KALTOUM, FATIMA*

A tous les familles: *Benayad, Graoui*

*Aissaoui , Souilem, Berraoud*

*Et merci*



### Résumé

L'autonomie est l'un des grandes préoccupations des constructeurs d'automobiles électriques. C'est l'un des problèmes major de la commercialisation des véhicules électriques. L'autonomie moyenne des voitures électriques commercialisées actuellement est de 100 à 150 km, ce qui peut sembler relativement faible mais permet tout de même de réaliser de nombreux trajets du quotidien. Cette autonomie limitée provient de la décharge (DOD) des batteries lithium-ion utilisées par la plupart des véhicules. Pour remédier à ce problème, une voiture "solaire" est la solution. C'est une voiture électrique équipée par des batteries qui se recharge en partie ou totalement grâce à l'énergie solaire.

Dans ce contexte s'inscrit l'étude de mon doctorat qui est " la commande d'un véhicule électrique solaire a deux roue motrice ". Dans cet article, on s'intéresse à la modélisation et simulation d'un panneau photovoltaïque pour un véhicule solaire. Cette étude nous a permis de dimensionner et modéliser un panneau photovoltaïque (PV) pour la recharge les batteries lors de la décharge. Les résultats des simulations ont montré les performes du système photovoltaïque dédié à la traction électrique.

#### ملخص

التحكم الذاتي هو احد الشواغل الكبرى الكهربائية المصنعة للسيارات. ومن احدى المشاكل الكبرى لتسويق السيارات الكهربائية. متوسط ذاتية السيارات الكهربائية تسويقها في الوقت الحاضر من 100 الى 150 كيلومتر, ما قد يبدو منخفضا نسبيا (ضعيفة) ولكن يسمح في نفس الوقت لتحقيق طرق عديدة من الحياة اليومية (صحيفة). هذا وتأتي النتائج من بطاريات الليثيوم ايون المستخدمة في معظم المركبات. لعلاج هذه المشكلة, سيارات "الطاقة الشمسية" هي الحل. وهي هي سيارات كهربائية مجهزة ببطاريات تشحن كليا او جزئيا بفضل الطاقة الشمسية. وفي موضوعنا في دراسة الدكتوراه هو التحكم في السيارات الشمسية. في هذا المقال نهتم محاكاة و تكوين لوحة الطاقة الشمسية لسيارات الشمسية. سمحت لنا هذه الدراسة بمحاكاة اللوحة الشمسية لشحن البطارية عند تفريغها. النتائج تبين اداء نظام اللوحات الشمسية المخصصة للقاطرات الكهربائية.

### Abstract

The autonomy is one of the big concerns of the electric car manufacturers. It is one of the problems chief warrant officers of the marketing of battery-driven vehicles. The average autonomy of the electric motor cars marketed at present is from 100 to 150 km, what can seem relatively low but allows all the same realizing numerous routes of the everyday life. This limited autonomy results from the discharge (DOD) of lithium-ion batteries used by most of the vehicles. To remedy this problem, a car "solar energy" is the solution. It is an electric motor car equips by batteries (drum kits) which reloads partially or totally thanks to the solar energy.

In this context joins the study of my doctorate which is " the command of a solar battery-driven vehicle has two driving wheel ". In this article, we are interested in the modeling and the simulation of a photovoltaic panel (sign) for a solar vehicle. This study allowed us to size and to model a photovoltaic panel (PV) for the refill batteries during the discharge. The results (profits) of the simulations showed perform them of the photovoltaic system dedicated to the electric traction.

# Liste des figures

Figure 1.1: Consommation de Produits Pétroliers dans le Monde. ....	3
Figure 1.2 : Consommation d'Énergie Primaire dans le Monde. ....	4
Figure 1.3 : (a) Véhicule électrique se Thomas Parker, (b) Véhicule électrique de William Morrison .....	4
Figure 1.4 : ( a) La Jamais Contente piloté par Camille Jenatzy (b) Véhicule électrique de Thomas Parker . ....	5
Figure 1.5 : (a) la Buick Skylark de General Motors (b)le véhicule électrique Vanguard-Sebring CitiCar.....	5
Figure 1.6 : (a) L'EV-1, première voiture électrique de série de l'ère moderne, (b) la Toyota Prius de 1997.....	6
Figure 1.7: (a) Le Sunmobile de Cobb, (b) La première voiture solaire de taille normale.....	7
Figure 1.8 : voiture solaire (Citicar (1980)). ....	8
Figure 1.9 : (a) The Quiet Achiever la première voiture solaire de course, (b) la Sunrunner .....	9
Figure 1.10 : (a) La Sahara(1987), (b) Spirit-of-Biel/Bienne III(1994) .....	9
Figure 1.11 : (a) la Solectrica, (b) Solartaxi .....	10
Figure 1.12 : (a) Power of One (b) véhicule solaire en raison de la crise.....	11
Figure 1.13 : (a) véhicule élio-solaire, (b) la Stella.....	11
Figure 1.14 : (a) l'Immortus d'EVX, (b), Mò du constructeur espagnol evovelo (2016) .....	12
Figure 1.15 : Schéma fonctionnel de la chaîne de traction d'un véhicule tout électrique. ....	14
Figure 1.16 : Couple/Puissance-Vitesse requises pour VE[20].....	15
Figure 1.17 : technologies des batteries. ....	21
Figure 1.18 : Exemples de chaînes de traction "tout électriques"(solution mono-moteur). ....	22
Figure 1.19 : Exemples de chaînes de traction "tout électriques"(solution multi-moteur). ....	22
Figure 1.20 : Courbes de couple et de puissance maximale .....	24
Figure 1.21 : motorisations multi-moteurs. ....	24
Figure 1.22 : classification des différents types de chaîne de traction. ....	25
Figure 1.23 : Architecture d'un véhicule hybride série .....	26
Figure 1.24 : Architecture d'un véhicule hybride parallèle.....	27
Figure 1.25 : Architecture d'un véhicule hybride mixte. ....	28
Figure 1.26: (a) Véhicule électrique la Tesla Roadster, (b) La Tesla model S une capacité de 483 km . ....	28
Figure 1.27 : L'Ecléctic , de Venturi équipé d'un panneaux solaires.....	29
Figure 1.28 : (a) La Volkswagen (NILS),(b) l'Audi A2. ....	30
Figure 1.29 : (a) Véhicule électrique au cours de recharge, (b) Tableau de bord d'un véhicule électrique : l'état de charge. ....	31
Figure 2.1 : Chaîne de traction .....	33
Figure 2.2 : Schéma de l'onduleur triphasé de tension .....	34
Figure 2.3 : Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation. ....	35
Figure 2.4 : Vecteur tension d'état de l'onduleur.....	36
Figure 2.5 : MLI sinus-triangulaire. ....	37
Figure 2.6 : Signaux de commande et allures des tensions statoriques pour m=6 et 18.....	36
Figure 2.7 : Représentation idéale de la MAS triphasée .....	38
Figure 2.8: stator. ....	41
Figure 2.9 : rotor. ....	41
Figure 2.10 : représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.....	42
Figure 2.11 : Comportement dynamique de la machine asynchrone l'or du démarrage à vide. ....	48
Figure 2.12 : Comportement dynamique de la machine asynchrone l'or du démarrage en charge.....	49
Figure 3.1 : Moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension et sa commande.....	53
Figure 3.2 : Evolution de l'extrémité de $\vec{\varphi}_s$ pour $R_s I_s$ négligeable. ....	56
Figure 3.3 : choix de vecteur de tension.....	57
Figure 3.4 : correcteur de flux à hystérésis .....	58
Figure 3.5 : Comparateur à hystérésis à deux niveaux utilisés pour la commande flux.....	59
Figure 3.6 : correcteur (comparateur à hystérésis) de couple à trois niveaux. ....	60
Figure 3.7 : Structure générale du contrôle direct du couple. ....	61
Figure 3.8 : Le schéma détaillée de la commande directe du couple d'une machine asynchrone.....	62
Figure 3.9: Réponse du système à vide .....	63

## Liste des figures

Figure 3.10 : Résultats de simulation pour application de couple de charge.....	64
Figure 3.11 : Résultats de simulation pour une variation de vitesse .....	65
Figure 3.12 : Résultats de simulation pour variation de vitesse avec une application de charge de 15 Nm au temps $t=1.5s$ .....	66
Figure 4.1 : Unité de base : Le neurone. ....	71
Figure 4.2: Schéma simplifié d'un neurone biologique .....	72
Figure 4.3: Schéma d'un neurone formel.. ....	72
Figure 4.4 : Structure de base d'un réseau à couches.....	73
Figure 4.5 : Exemple de réseau de neurones bouclé. ....	73
Figure 4.6 : Structure de base d'un réseau totalement interconnecté .....	73
Figure 4.7 : Algorithme d'apprentissage par la méthode de rétro-propagation de l'erreur. ....	75
Figure 4.8 : Structure d'un contrôleur neuronal directe du couple d'un moteur asynchrone .....	77
Figure 4.9: Schémas Bloc de la commande directe du couple du véhicule électrique solaire à deux roues arrière .....	78
Figure 4.10 : Principe d'adaptation PI par la logique floue .....	79
Figure 4.11 : Les fonctions d'appartenances entrées, sortie et la surface pour régulateur pour $K_i$ .....	80
Figure 4.12: Les fonctions d'appartenances entrées, sortie et la surface pour régulateur pour $K_p$ .....	81
Figure 4.13 : Scénarios de conduite .....	83
Figure 4.14: résultats de simulation de contrôle neuronal direct de couple d'un VES .....	84
Figure 4.15 : Variation couple résistive du VES dans les différentes phases. ....	85
Figure 4.16 : Evaluation de couple résistive globale de véhicule Pour comparer avec couple nominal du moteur dans différentes phases .....	85
Figure 5.1: Système solaire photovoltaïque .....	88
Figure 5.2 : Coupe transversale d'une cellule PV typique.. ....	89
Figure 5.3 : Schéma équivalent électrique d'une cellule PV.....	89
Figure 5.4 : Caractéristiques d'une jonction PN sous éclairement. ....	90
Figure 5.5 : Module photovoltaïque .....	91
Figure 5.6 : schéma équivalent de la cellule photovoltaïque.....	91
Figure 5.7 : Variation du Point de Puissance Maximal avec l'éclairement, la température et la charge. ....	95
Figure 5.8 : Chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur statique contrôlé par une commande MPPT. ....	96
Figure 5.9 : Principe de la première commande MPPT numérique. ....	97
Figure 5.10 : Puissance disponible en fonction de la tension aux bornes du générateur PV .....	98
Figure 5.11 : Diagramme fonctionnel algorithme "perturbation et observation. ....	98
Figure 5.12 : Relation entre la puissance du GPV et le rapport cyclique du convertisseur.....	98
Figure 5.13 : Algorithme type de la commande Hill Climbing. ....	99
Figure 5.14 : Schéma de principe de la commande Hill Climbing.....	99
Figure 5.15 : Positionnement du PPM suivant le signe de la dérivée de la conductance G .....	100
Figure 5.16 : Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode « IncCond » .....	101
Figure 5.17 : Fonctionnement d'une commande MPPT de type "IncCond" illustré sur une chaîne élémentaire de conversion PV.....	102
Figure 5.18 : le résultat de la méthode « INC » .....	102
Figure 5.19 : La fonction hacheur BUCK .....	103
Figure 5.20 : La fonction hacheur Buck-Boost .....	104
Figure 5.21 : Hacheur SEPIC.....	104
Figure 5.22 : La fonction hacheur BOOST. ....	105
Figure 5.23 : Schéma lorsque l'interrupteur $T_1$ est passant $D_1$ est bloqué .....	105
Figure 5.24 : Schéma lorsque l'interrupteur $T_1$ est bloqué et $D_1$ est passant .....	106
Figure 5.25 : Schéma lorsque l'interrupteur $T_1$ est passant et $D_1$ est bloqué .....	107
Figure 5.26 : Schéma lorsque l'interrupteur $T_1$ est passant et $D_1$ est bloqué .....	108
Figure 5.27 : Schéma lorsque l'interrupteur $T_1$ est passant et $D_1$ est bloqué .....	108
Figure 5.28 : Courbe caractéristique courant-tension d'un panneau photovoltaïque .....	110
Figure 5.29 : Courbe caractéristique puissance-tension d'un panneau photovoltaïque .....	110
Figure 5.30 : Courbe caractéristique courant-tension d'un panneau photovoltaïque .....	111
Figure 5.31 : Courbe caractéristique puissance-tension d'un panneau photovoltaïque .....	111
Figure 5.33 : Courbes I(V) d'un panneau solaire à divers ensoleillements .....	111
Figure 5.34 : Schémas de la commande directe du couple de VES avec le RNA .....	112
Figure 5.35 : Différentes scénarios parcourus par VES. ....	112
Figure 5.36 : Variation de température et d'irradiation durant tout le trajet .....	113
Figure 5.37 : Variation du courant statorique pendant les trois phases .....	115

## Liste des figures

---

Figure 5.38 : résultats de simulation d'une batterie dans différent phases. ....	115
Figure 5.39 : La variation des paramètres d'un panneau PV dans différent phases. ....	120

# Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Comparaison des différents Moteurs [18] + : avantage 0 : neutre - : désavantage .....	18
Tableau 1.2 : Puissance Maximale Nécessaire pour divers Véhicules [11].....	20
Tableau 1.3 : Ordre de grandeur de quelques caractéristiques mécanique pour des véhicules typique .....	29
Tableau 3.1 : Calcul des vecteurs de tensions .....	50
Tableau 3.2 : Table généralisée des vecteurs de tension [61].....	54
Tableau 3.3 : Table de commutation de la structure de la DTC .....	55
Tableau 3.4 : Etude des performances de la commande DTC.....	62
Tableau 4.1 : Différentes T-normes et S-normes.....	65
Tableau 4.1 : Base de règle pour la sortie $K_i$ .....	81
Tableau 4.2 : Base de règle pour la sortie $K_p$ .....	82
Tableau 4.3 : Topologie de route de conduite spécifiée .....	83
Tableau 4.4: Les valeurs de couple électromagnétique et de courant de phase dans différentes phases... .	84
Tableau 4.5: Couple de VES comparé avec le couple moteur.....	85
Tableau 5.1 : Exigence de conception de la gestion de l'énergie.....	92
Tableau 5.2 : Spécification de la topologie de la route.....	115
Tableau 5.3 : Évolution de l'état de charge de la batterie.....	120
Tableau 5.4 : la variation des différents paramètres dans différentes phases.....	122

---

# Notations et Symboles

DTC	: Direct torque control.
MLI	: Modulation de largeurs d'impulsion
Li-ion	: Lithium ion
SOC	: l'état de charge d'une batterie
MD	: Moteur Droite
MG	: Moteur Gauche
SMM	: Système Multi Moteur
REM	: Représentation Energétique Macroscopique
EV	: Electric Véhicule
EVS	: Electric Vehicle Solaire
MAS	: Machine Asynchrone
RLF	: Régulateur logique floue
VTE	: Véhicule tout solaire
VHS	: Véhicule hybride série
VHP	: Véhicule hybride parallèle
RNA	: réseaux de neurone artificiel

## Paramètres de Modélisation de la Machine à Induction

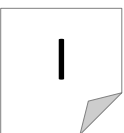
$[L_s], [L_r]$	: Représentent respectivement es matrices d'inductance statorique et rotorique
$[M]$	: Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor
$R_s$	: Résistance statorique par phase
$R_r$	: Résistance rotorique par phase
$p$	: Nombre de paires de pôles
$J$	: Moment d'inertie des parties tournantes
$f_s$	: Coefficient de frottements visqueux
$T_s$	: Période de commutation
$\sigma$	: Coefficient de dispersion
$T_s, T_r$	: Constantes de temps statorique et rotorique
$E$	: Tension d'alimentation de l'onduleur

## Repères

$a, b, c$	: Axes liés aux enroulements triphasés
$d, q$	: Axes liés aux enroulements triphasés
$\alpha, \beta$	: Axes de référentiel statorique
$\theta_s$	: Angle entre le stator et l'axe d
$\theta_r$	: Angle entre le stator et le rotor

## Grandeurs électriques au stator

$V_n$	: Tension nominale
$V_s$	: Tension statorique
$V_{s,a,b,c}$	: Tension statorique phase a, b, ou c
$V_\alpha$	: Tension statorique sur l'axe $\alpha$



## Notations et Symboles

---

$V_\beta$	: Tension statorique sur l'axe $\beta$
$I_{s,\alpha,\beta}$	: Tension statorique dans le repère $\alpha\beta$
$I_n$	: Courant nominal
$I_s$	: Courant statorique
$I_{s,a,b,c}$	: Courant statorique phase a, b, ou c
$I_\alpha$	: Courant statorique sur l'axe $\alpha$
$I_\beta$	: Courant statorique sur l'axe $\beta$

### Grandeurs magnétiques au stator

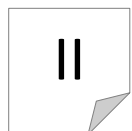
$\varphi_{s,a,b,c}$	: Flux statorique phase a, b, c
$\varphi_\alpha$	: Flux statorique sur l'axe $\alpha$
$\varphi_\beta$	: Flux statorique sur l'axe $\beta$
$\varphi_{s,\alpha,\beta}$	: Flux statorique sur l'axe $\alpha\beta$
$\varphi_{sref}$	: Flux statorique de référence

### Grandeurs mécaniques

$\Omega_r$	: Vitesse mécanique rotorique
$\Omega_{rref}$	: Vitesse mécanique rotorique de référence
$\omega_s$	: Pulsation électrique statorique
$\omega_r$	: Pulsation électrique rotorique
$\varphi_\alpha$	: Pulsation de glissement électrique ( )
$C_{em}$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple résistant
$C_{eref}$	: Couple de référence

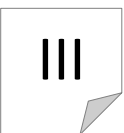
### Paramètres du véhicule

$M$	: Masse du véhicule
$r$	: Rayon d'une roue
$\rho$	: Masse volumique de l'air
$S_f$	: Section frontale du véhicule électrique
$C_x$	: Coefficient de pénétration dans l'air
$v$	: Vitesse linéaire du véhicule électrique
$v_v$	: Vitesse du vent
$C_r$	: Coefficient de résistance au roulement
$F_{aero}$	: Force aérodynamique
$p_{pente}$	: Pente en %
$F_{profil}$	: Force liée au profil de la route
$F_{acc}$	: Force d'accélération
$F_T$	: Force total de traction
$F_R$	: Force total de résistance
$g_r$	: Rapport de réduction globale rapporté aux roues
$F_{roul}$	: Force de roulement
$a$	: Accélération
$F_{acc}$	: Force d'accélération
$C_T$	: Couple de traction total
$\Omega_{roue}$	: Vitesse de rotation de la roue



### Constantes liée au différentiel électronique

- $M$  : Empâtement du véhicule  
 $d$  : Distance entre les roues motrices  
 $R$  : Rayon des roues motrices



# Sommaire

## Les bases d'informations

Notations et symboles .....	I
Annex .....	II
Liste des figures .....	III
Liste des tableaux .....	V
Référence .....	VII

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

## **Chapitre 1 : Historique et état de l'art des véhicules électrique solaire**

1.1. Introduction.....	3
1.2. Problématique .....	3
1.3. historique . .....	4
1.3.1 Véhicules électriques. ....	4
1.3.2 Véhicules solaires. ....	6
1.4. Définition d'un véhicule... ..	12
1.4.1. Electrique .....	12
1.4.2. Solaire .....	13
1.5. Le principe de fonctionnement .....	13
1.5.1. Véhicule électrique .....	13
1.5.2. Véhicule solaire .....	13
1.6. Recyclage d'une voiture solaire-électrique .....	14
1.7. Description générale de la chaine de traction .....	14
1.8. Motorisations pour la chaîne de traction.....	15
1.9. Le Moteur Electrique d'Entrainement .....	15
1.9.1. Moteur à courant continu à excitation séparée .....	16
1.9.2. Moteur à courant continu à aimant permanent .....	16
1.9.3. Moteurs asynchrones .....	16
1.9.4. Moteur synchrone à aimant permanent .....	16



# Sommaire

---

1.9.5. Moteurs synchrone à inducteur bobiné .....	17
1.9.6. Moteurs à réluctance variable .....	17
1.10. Les convertisseurs statiques .....	19
1.10.1. Les redresseurs (DC/DC) .....	19
1.10.2. Les hacheurs (DC/DC).....	19
1.10.3. Les onduleurs (DC/DC) .....	19
1.11. Transmission mécanique .....	20
1.12. Sources d'énergie.....	20
1.12.1. Batteries.....	20
1.12.2. Pile à combustible .....	21
1.13. les différentes structures de véhicules électrique .....	21
1.13.1. Le véhicule tout électrique (VTE) .....	21
1.14. Moteur intégré dans la roue .....	24
1.15. Définition et classifications des véhicules hybrides .....	25
1.16. Architecture des véhicules hybrides .....	26
1.16.1. Hybride série.....	26
1.16.1.1. Principe de fonctionnement des VEH's série .....	26
1.16.2. véhicule hybride parallèle.....	27
1.16.3. Hybride mixte .....	27
1.17. Les voitures récentes .....	28
1.18. Conclusion .....	32
<b>Chapitre 02: Modélisation d'un véhicule solaire à deux roues motrices</b>	
2.1. Introduction.....	33
2.2. Modélisation de la chaîne de traction .....	33
2.3. Modélisation et Simulation de Convertisseur de Fréquence.....	34
2.3.1. Modélisation de l'ondoleur de tension à MLI .....	34
2.3.2. Modulation de largeur d'impulsion MLI .....	36
2.3.3. Résultats de simulations.....	38
2.3.4. Interpritations des résultats .....	39
2.3.5. Moteur de traction.....	39
2.4. Modélisation de la machine asynchrone.....	39
2.4.1. Introduction.....	39

## Sommaire

---

2.4.2. Description de la machine asynchrone .....	40
2.4.2.1. Stator (inducteur) .....	40
2.4.2.2. Rotor (induit) .....	41
2.4.3. principe de fonctionnement.....	41
2.4.4. Modélisation d'une machine asynchrone triphasée .....	41
2.4.5. Modèle dynamique .....	42
2.4.6. Equations de la machine .....	42
2.4.6.1. Equation liée au stator.....	43
2.4.6.2. Equation liée au rotor.....	43
2.4.6.3. Equations magnétique.....	43
2.4.6.4. Equation mécanique.....	44
2.4.7.. transformation de de park .....	44
2.4.8. Cas particulier de la transformation de Park.....	45
2.4.9. Application de transformation de park à la machine asynchrone .....	46
2.4.9.1. Equations de électriques .....	46
2.4.9.2. Equation magnitiques.....	46
2.4.10. Model d'état de la machine asynchrone .....	46
2.4.10.1. Description.....	46
2.4.10.2. Equations d''état .....	47
2.4.11. Choix des référentiels .....	47
2.4.11.1. Référentiel lié au stator .....	47
2.4.11.2. Référentiel lié au rotor .....	47
2.4.11.3. Référentiel lié au champ tournant.....	47
2.4.12. Résultat et simulation.....	48
2.5. Conclusion .....	51
 <b>Chapitre 03 : Commande direct de couple d'un véhicule électrique solaire a deux roues motrice</b>	
3.1. Introduction.....	52
3.2. Définition d'une commande direct de couple .....	52
3. 2. 2. Commande de la vitesse.....	53
3.3. Avantages de la commande directe de couple .....	53
3.4. Inconvénients de la commande directe de couple.....	53
3.5. principe de la commande direct de couple.....	53



# Sommaire

---

3.5.1. le controle du couple électromagnétique .....	54
3.5.2. Le contrôle du flux statorique .....	54
3.6. Presentation de structure de controle .....	56
3.6.1.Choix de vecteur de tension $V_S$ .....	56
3.7. les estimateurs .....	57
3.7.1. Estimation de flux statorique .....	57
3.7.2. Estimation de couple électromagnétique .....	58
3.8. Elaboration du vecteur de commande .....	58
3.8.1. Le correcteur de flux .....	58
3.8.2. Le correcteur du couple .....	59
3.8.2.1. Le correcteur à deux niveaux .....	59
3.8.2.2. Le correcteur à trois niveaux .....	59
3.9. Commande direct de couple par la méthode de TAKAHASHI.....	60
3.10. La structure du contrôle direct du couple .....	61
3.11. Résultat et simulation de la commande DTC de la machine asynchrone .....	61
3.12. Conclusion .....	69

## **Chapitre 04 : La commande neuronnel direct de couple d'un véhicule électrique solaire a deux roue motrice**

4.1. Introduction.....	70
4.2. Les réseaux de neurones (RN) .....	70
4.2.1. Historique des réseaux de neurones .....	70
4.2.2. Définition de réseaux de neurone .....	70
4.2.3. Les réseaux de neurones artificiels .....	71
4.2.4. Neurone biologique .....	71
4.2.5. Neurone formel .....	72
4.2.6. Architecture des réseaux de neurones .....	72
4.2.6.1. Les réseaux non bouclés .....	73
4.2.6.2. Les réseaux bouclés .....	73
4.2.6.3. Réseaux à connexions complexes .....	73
4.2.7. Apprentissage.....	73
4.2.7.1. Apprentissage supervisé.....	74
4.2.7.2. Apprentissage non supervisé .....	74
4.2.8. L'algorithme d'apprentissage de RNA .....	74

# Sommaire

---

4.2.9. Application de réseaux de neurone sur la commande DTC.....	75
4.2.9.1. Contrôle Direct du Couple par Réseaux de Neurones .....	75
4.2.9.2. Développement du contrôleur neuronal .....	76
4.2.9.3. Principe du contrôleur neuronal .....	77
4.2.9.4. Structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC) ....	77
4.2.10. Résultats de simulation de la commande neuronale directe du couple d'un véhicule solaire à deux roues motrices .....	78
4.2.10.1. Réglage des gains par logique floue .....	78
4.2.10.2. Description de contrôleur floue .....	79
4.2.10.3. Résultats de simulation .....	82
4.3. Conclusion .....	86

## **Chpiter 05: Gestion d'énergie d'un véhicule électrique solaire à deux roues motrices**

5.1. Introduction.....	87
5.2. Stratégie de gestion de l'énergie .....	87
5.2.1. Strategies On/Off-line .....	88
5.2.2.1. Stratégies On-line .....	88
5.2.2.2. Stratégies Off-line .....	91
5.2.2. Stratégies à base Optimisation/Règles .....	92
5.2.2.1. Stratégies à base d'optimisation .....	92
5.2.2.2. Stratégies à base de règles .....	92
5.3. Technique de gestion de l'énergie au bord d'un VE .....	95
5.3.1. Stratégie de contrôle de la machine d'état .....	95
5.4. La commande MPPT .....	97
5.4.1. Le principe de fonctionnement de la commande MPPT .....	98
5.4.2. . Les types des méthodes de la commande MPPT .....	99
5.4.2.1. Les premiers types de commande MPPT .....	99
5.4.2.2. Les commande MPPT les plus utilisées .....	100
5.5. La convertisseur statique .....	107
5.5.1. Les Hacheurs .....	107
5.5.2. Les type des hacheurs .....	107
5.5.2.1. Convertisseur Buck .....	107
5.5.2.2. Convertisseur Buck-Boost .....	107



# Sommaire

---

5.5.2.3. Convertisseur SEPIC .....	108
5.5.2.4. Convertisseur BOOST .....	109
5.5.3. Dimensionnement des composants de convertisseur BOOST .....	111
5.5.4. Simulations d'un panneau solaire .....	114
5.5.4.1. Les caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque .....	114
5.5.4.2. Effet d'éclairement solaire .....	115
5.5.4.3. Effet de température .....	116
5.5.5. Résultats de Simulation .....	116
5.5.6. Source d'énergie .....	120
5.5.6.1. La recharge de la puissance de batterie .....	120
5.5.6.2. Le panneau solaire PV .....	122
5.6. Conclusion .....	124
Conclusion générale.....	125

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les sources d'énergie conventionnelles, obtenues de notre environnement, tendent à échapper avec une rapidité relative due à ses utilisations irrationnelles par l'humanité. Cette origine incontrôlée des énergies naturelles, certainement mène à un accord avec notre système écologique à l'instabilité. La diminution des sources de pétrole, gaz naturel et sources naturelle de charbon mènent à faire un effort de trouver des nouvelles sources d'énergie pour permettre une réduction dans l'utilisation des sources naturelles de combustible, c'est le but souhaité des pays industrialisés du monde.

Mode dominant de mobilité, le transport routier a connu une réelle explosion ces dernières décennies. Des lors, le secteur du transport apparaît clairement comme le secteur d'activité principal en matière d'utilisation de produits pétroliers. Il reste en effet, le mode de transport le plus consommateur d'énergie rapporté à la tonne de produit et/ou de passager transporté par kilomètre. De ce fait, les émissions de CO<sub>2</sub> augmentent toujours plus. Les transports sont en effet la cause d'environ 30% des émissions de gaz à effet de serre et de la majeure partie de la pollution urbaine, que celle-ci soit atmosphérique (particules, oxydes d'azote, hydrocarbures) ou sonores. Ces problèmes d'environnement ont fait prendre conscience aux chercheurs et constructeurs automobiles de la nécessité de concevoir de nouveaux moyens de transports individuels intégrant de nouveaux types de motorisation propres et économiques en énergie.

Cela consiste à utiliser l'énergie électrique et l'énergie renouvelable comme mode de propulsion pour les véhicules particuliers. Le véhicule électrique solaire est en effet le véhicule propre par excellence : il est le seul véhicule motorisé à "zéro émission", c'est-à-dire n'émettant aucun gaz polluant ni gaz à effet de serre. Il a de plus l'avantage d'être silencieux. Mais, il se heurte à un problème de taille lié à ses faibles capacités de stockage d'énergie limitant son autonomie. En outre, l'analyse économique de la chaîne aboutissant au véhicule électrique souligne les nettes infériorités de celui-ci comparé au véhicule thermique (le coût pratique du véhicule électrique est de 2 à 3 fois plus élevé que celui de son homologue thermique). Le coût élevé des batteries et des cellules solaires et la construction en petites séries freinent encore la compétitivité au niveau des prix du véhicule électrique. Rien ne semble pouvoir lever à moyen terme de telles limitations, dues pour l'essentiel à l'impossibilité de stocker de l'énergie électrique de manière commode, massive et peu coûteuse.

Dans ce contexte l'énergie solaire apparaît comme une source importante telle que la quantité d'énergie solaire qui arrive sur la surface de terre dans un jour est dix fois plus que l'énergie consommée.

Beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions ont été d'ores et déjà proposées. Les voies de progrès mettent en exergue les procédés à base d'électricité à savoir : les véhicules électriques, hybride, solaire et à pile à combustible. Lorsque ces véhicules sont purement électriques, leur usage rencontre des limitations liées à leur alimentation par batteries. En revanche, l'utilisation d'un véhicule hybride qui combine une motorisation électrique dans les zones urbaines et une motorisation thermique dans les zones rurales, apparaît comme une solution intermédiaire et une alternative intéressante. La pile à combustible et les panneaux solaires, constituent une autre source d'énergie pour le VE. Néanmoins, beaucoup de progrès restent à faire en matière d'encombrement de poids et de stockage. Quel que soit la solution retenue, étant donné que la source d'énergie étant limitée, il est à prévoir que la gestion de l'énergie électrique destinée à la propulsion, depuis les sources primaires fixées jusqu'aux roues du véhicule, restera une difficulté majeure, et l'économie de cette énergie, le souci primordial. Autrement dit, il est bien connu pour tous les véhicules que la circulation urbaine,

# Introduction

---

de par les changements de régime, les accélérations, les arrêts qu'elle nécessite, est plus consommatrice d'énergie (par kilomètre parcouru). Malgré les plus faibles kilométrages, l'usage privilégié des véhicules électriques en milieu urbain nécessite donc des réflexions et des recherches sur la gestion de l'énergie nécessaire.

Ainsi, toute idée qui va dans le sens d'optimiser l'encombrement des systèmes de propulsion, de rendre leur commande aussi robuste contre les différentes sortes de perturbations, d'assurer une continuité de service en toute sécurité, d'améliorer le rendement des ensembles machines-convertisseurs et de bien gérer le flux d'énergie est de toute évidence une contribution non négligeable.

- **Objectif**

Dans Ce contexte, et afin vu de satisfaire les éléments qui font une idée directrice sur la recherche de solutions innovantes et économiques dans la technologie du véhicule électrique solaire. Ce thème concerne la commande directe du couple d'un véhicule électrique solaire a deux roués motrices et la gestion d'énergie au borde d'un véhicule solaire ainsi que l'optimisation des régulateurs de vitesse par l'application l'intelligence artificielle visant à augmenter autonomie du véhicule électrique solaire.

# *Chapitre 01*

*Historique et état de l'art  
des véhicules électriques et  
solaire*

## 1.1. Introduction

À l'heure du développement durable et des diminutions des émissions des gaz à effet de serre, les véhicules électriques continuent d'avoir le vent en poupe. La voiture individuelle, souvent considérée comme un moyen de liberté, reste cependant le mode de déplacement privilégié des habitants. Pour pallier à ces problèmes d'environnement, on introduit de plus en plus le concept de véhicule utilisant un mode alternatif de propulsion (véhicule électrique à batterie, hybride, solaire ou à pile à combustible).

Ce chapitre est consacré à l'historique et différentes technologies émergentes d'un véhicule électrique dont les batteries se rechargent partiellement ou totalement grâce au soleil.

## 1.2. Problématique

De nos jours, les émissions de CO<sub>2</sub> "dioxyde de carbone" dues aux transports représentent 30 % des émissions mondiales totales. Les transports sont en effet la cause principale des émissions de gaz à effet de serre et de la majeure partie de la pollution urbaine (atmosphérique ou sonore). Les énergies fossiles (pétrole, gaz naturel et charbon) couvrent actuellement plus de 80% de la demande énergétique mondiale et, pour l'instant, il n'existe pas d'alternative immédiate qui puisse prendre leur relève à la hauteur de nos besoins.

Comme le montre la (figure 1.1), le pétrole reste l'énergie primaire la plus consommée dans le monde avec une part de 36 % en 2002 soit environ 3,8 GTEP (Giga tonne d'équivalent pétrole). Le secteur du transport apparaît clairement comme le secteur d'activité principal en matière d'utilisation de produits pétroliers avec une part actuelle de 50 % (figure 1.1) contre 42 % en 1973. De ce fait, les émissions de CO<sub>2</sub> augmentent toujours plus. En outre, les perspectives d'épuisement annonce des énergies fossiles et le réchauffement climatique sont des risques majeurs pour les siècles à venir. Ces chiffres ont fait prendre conscience aux constructeurs automobiles de la nécessité de concevoir de nouveaux moyens de transport individuel intégrant de nouveaux types de motorisation propres et économiques en énergie. A cet égard, de nouvelles technologies ont fait leur apparition, d'autres sont en développement et ne seront réellement utilisées que dans plusieurs années.

Au-delà des carburants de substitution, GPL (Gaz Pétrole Liquéfier), GNV (Gaz Naturel Véhicule), biocarburant, les voies de progrès mettent en évidence les procédés à base d'électricité à savoir : les véhicules électriques, solaire, hybrides et à pile à combustible.

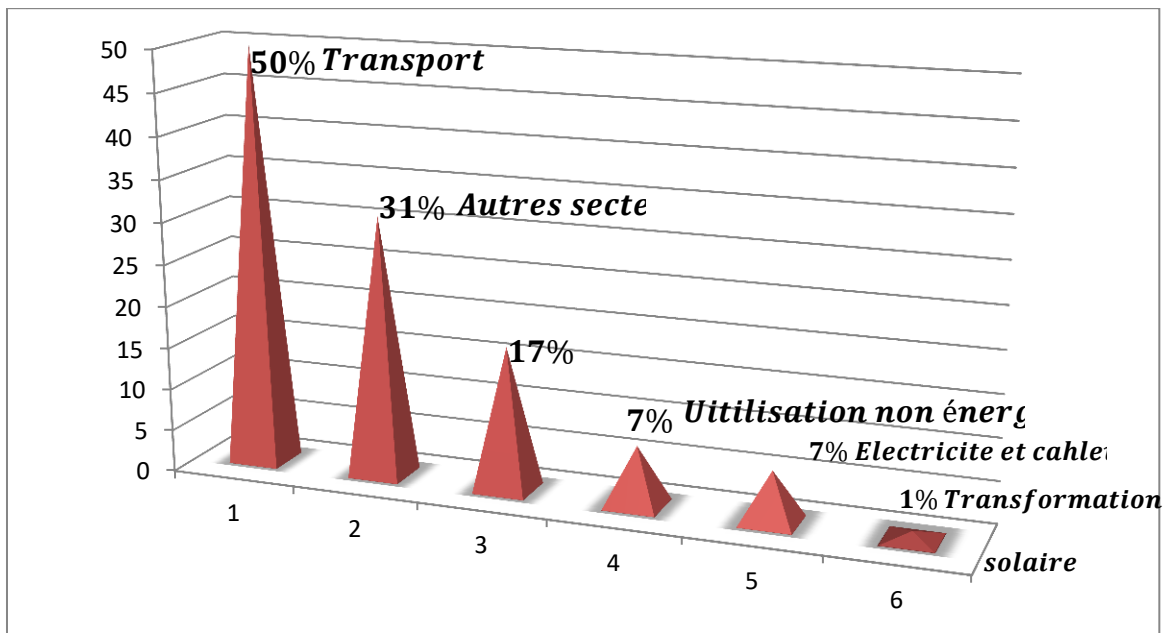


Figure 1.1. Consommation de Produits Pétroliers dans le Monde[1].

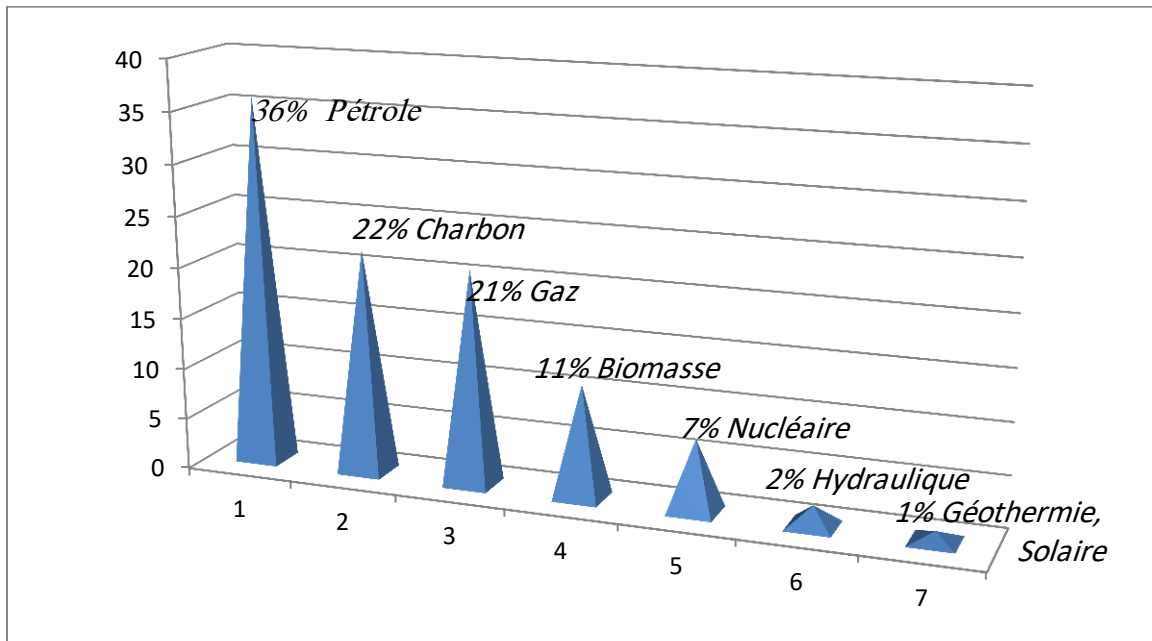


Figure 1.2 . Consommation d'Énergie Primaire dans le Monde[1].

### 1.3. Historique

#### 1.3.1. Véhicules électriques

Le premier véhicule électrique a fait son apparition aux alentours de 1830 (1832-1839). La première personne à avoir inventé une voiture électrique est Robert Anderson, un homme d'affaires écossais. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique dans des limites imposées. Vers 1835, l'américain Thomas Davenport construit une petite locomotive électrique. Vers 1838, l'écossais Robert Davidson arrive avec un modèle similaire qui peut rouler jusqu'à 6 km/h. Ces deux inventeurs n'utilisaient pas de batterie rechargeable. En 1859, le français Gaston Planté invente la batterie rechargeable au plomb acide. Elle sera améliorée par Camille Faure en 1881.

En 1884, on voit que (figure 1.3.a) Thomas Parker assis dans une voiture électrique, qui pourrait être la première au monde. La photographie a été rendu publique en avril 2009 par son petit-fils Graham Parker.

En 1891, l'américain William Morrison construit la première vraie voiture électrique (figure 1.3.b). En 1896, la Riker électrique d'Andrew Riker remporte une course automobile.

En 1897, on peut apercevoir les premiers taxis électriques dans les rues de New York. [1][2][3]



(a)



(b)

Figure 1.3. (a) Véhicule électrique se Thomas Parker,  
(b) Véhicule électrique de William Morrison [1][2]

En 1899 en Belgique, une société construit « La Jamais Contente » la première auto électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h)[4][5]. L'auto était pilotée par le belge Camille Jenatzy, et munie de pneus Michelin. Elle était en forme de torpille (figure 1.4.a).



(a)



(b)

Figure 1.4. (a) La Jamais Contente piloté par Camille Jenatzy  
(b) Véhicule électrique de Thomas Parker .[3]

Dès 1900, la voiture électrique connaît ses beaux jours. Plus du tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des autos à essence et à vapeur. En 1902 la Wood Phaeton Figure 1.4 (b) pouvait rouler 29 kilomètres à une vitesse de 22.5 km/h et coûtait 2000 dollars. En 1912, la production des véhicules électriques est à son apogée. Mais l'introduction de la Ford Model T à essence en 1908 va commencer à se faire sentir. Ci-dessous la Anderson Electric Car Company présente son modèle en 1918 à Détroit.[1][2][3].

Dans les années 1920, certains facteurs mèneront au déclin de la voiture électrique. On peut citer leur faible autonomie, leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois plus élevé que les Ford à essence.

En 1966, le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air. L'opinion publique américaine y est largement favorable et avec l'augmentation du prix de l'essence en 1973 (premier choc pétrolier: embargo de l'OPEP envers les Etats-Unis) le momentum est bien là. Pourtant rien ne décollera vraiment.

En 1972, Victor Wouk le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de General Motors (GM) (figure 1.5.a). En 1974, la Vanguard-Sebring CitiCar, qui ressemble beaucoup à une voiturette électrique de Golf (figure 1.5.b) fait son apparition à l'Electric Véhicule Symposium de Washington, D.C. Elle peut rouler sur 64 kilomètres à une vitesse de 48 km/h. En 1975, la société est le sixième constructeur américain mais elle sera dissoute quelques années plus tard.[6]



(a)



(b)

Figure 1.5. (a) la Buick Skylark de General Motors  
(b)le véhicule électrique Vanguard-Sebring CitiCar.[1]

En 1976, le Congrès américain adopte l'Electric et Recherche de Véhicule Hybride, Développement, et Acte de Démonstration., qui a pour but de favoriser le développement des nouvelles technologies des batteries, les moteurs et de composants hybrides. Dès 1988, le président de GM Roger Smith lance un fond de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra la EV 1.[2]

En 1990, l'Etat de la Californie vote le Zéro Emission Véhicule (ZEV), un plan qui prévoyait que 2% des véhicules devront avoir zéro émission polluante en 1998 (puis 10% d'entre eux pour 2003). Cette même année, le PDG de, GM présente son concept à deux sièges l' « Impact » au Los Angeles Auto Show. Entre 1996 et 1998 GM va produire 1117 EV1, dont 800 d'entre elles en location avec un contrat de 3 ans.[2][1]



(a)



(b)

Figure 1.6. (a) L'EV-1, première voiture électrique de série de l'ère moderne,  
(b) la Toyota Prius de 1997.[1]

En 1997, Toyota lance la Prius, la première voiture hybride à être commercialisée en série. 18 000 exemplaires seront vendus au Japon la première année. (Figure 1.6.a). De 1997 à 2000, de nombreux constructeurs lancent des modèles électriques hybrides: la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV. Cependant à partir de 2000 la voiture électrique va re-mourir à nouveau.

En 2002, G.M. et DaimlerChrysler poursuivent le California Air Resources Board (CARB) pour faire annuler la loi Zéro Emission Véhicule (ZEV) de 1990. Le président américain George Bush se joint à eux.

En 2003 en France, Renault fait une tentative avec la sortie de sa voiture hybride Kangoo Electrode mais abandonnera la production après environ 500 véhicules.

En 2003-2004, c'est la fin de l'EV1. GM va récupérer un par un tous les véhicules pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation.

En 2006, Chris Paine sort un documentaire intitulé Who Killed the Electric Car ? qui analyse la montée en puissance et la mort de la voiture électrique à la fin des années 90. Il s'attarde principalement à EV1 de GM.

En 2007, il y avait encore 100 000 véhicules électriques en circulation aux Etats-Unis.

En mars 2009, Vincent Bolloré annonce la sortie pour 2010 en location mensuelle à 330 euros de la Pini farina Blue Car.[1][6]

### 1.3.2. Véhicules solaires

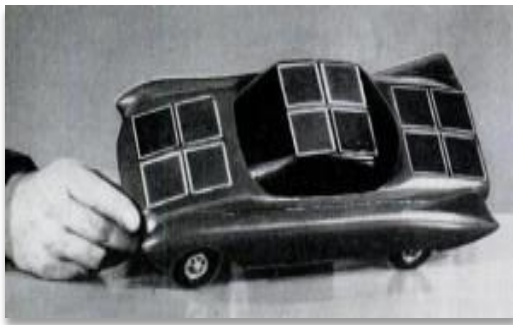
La première voiture a été construite à Mannheim, Allemagne par Karl Benz là-bas en 1885. Même s'il y a eu quelques exemples de voiture avant même cette date, celui-ci est reconnu comme l'invention de l'automobile moderne grâce à son propre moteur à essence à quatre-temps.[7]

Poursuite du développement de la technique automobile a été très rapide. Simplement décennie plus tard, les voitures ont été fabriqués en usine et par le début du 20ème siècle, la fabrication de voitures abordables ont commencé. Il était si rapide qu'il a fallu seulement 70 années, juste une vie, à partir de la première voiture à moteur à la première voiture solaire.

C'était en août 31, 1955 à la général Motors Powerama salon de l'auto qui s'est tenue à Chicago, Illinois. Ce jour-là William G. Cobb de général Motors (GM) Corporation a démontré son 38 cm (15 inch) modèle longtemps appelé Sunmobile. Malgré le fait qu'il était trop petit pour quiconque de conduire, le Sunmobile a été reconnue comme la première voiture solaire du monde.[7]

Un véhicule solaire est, par sa définition, un véhicule électrique alimenté totalement ou de manière significative par l'énergie solaire directe. Habituellement, il existe des panneaux solaires photovoltaïques installés sur le véhicule pour capter l'énergie solaire et la convertir en énergie électrique.

Le Sunmobile est un modèle réduit de voiture inventé par William G. Cobb de General Motors remplissait les conditions de la définition du véhicule solaire (figure 1.7.a). Il avait 12 cellules solaires photovoltaïques en sélénium installées sur le Sunmobile. Ces cellules solaires ont été reliés en série-parallèle générer l'électrique qui à son tour un petit moteur électrique Pooley qui actionne une poulie faisant tourner les roues arrière. Le Sunmobile, fabriquée en bois de balsa, mesure moins de 40 cm de longueur. Il prouve néanmoins pour la première fois que l'énergie solaire est capable de faire se mouvoir un véhicule.



(a)



(b)

Figure 1.7. (a) Le Sunmobile de Cobb,  
(b) La première voiture solaire de taille normale [7]

Après 5 ans de travail en Californie, le premier véhicule solaire pouvant transporter un être humain est mis au point et présenté en 1960 à Rome par le physicien et chimiste américain Charles Escoffery (figure 1.7.b). Il avait 50 ans vieille voiture électrique Baker modifiée par le redresseur International Corporation pour fonctionner à l'énergie solaire utilisant des panneaux solaires photovoltaïques installés sur le toit du véhicule. Le panneau solaire contenait environ 10.640 des cellules solaires individuelles. Cette installation a une puissance de 200 W avec des conditions d'ensoleillement optimales mais, pratiquement, cette puissance dépasse rarement les 100 W pour un rendement des cellules atteignant seulement 5 %. Partant d'une charge complète d'électricité, elle peut rouler durant 3 heures à une vitesse maximum de 32 km/h. Cette voiture solaire est présentée dans le monde entier par son concepteur afin de démontrer que l'énergie solaire permet une mobilité propre et économique. Ce modèle pourrait atteindre seulement de petites distances, malgré le système de back-up batterie.[7]

Vingt ans plus tard, en 1977, la voiture solaire Bluebird a été construite par l'Université d'Alabama professeur Edward Passerini. C'était un véhicule à pleine échelle de prototype et il était censé être alimenté par des panneaux solaires photovoltaïques seulement sans le jeu de batterie de secours.

Le véhicule solaire est exposé en 1982 à l'Exposition internationale de Knoxville, dans le Tennessee, exposition qui a pour thème « Energy turns the World ». Elle ne reste par contre qu'un prototype et ne fut jamais reproduite en masse.

Au même moment à l'autre bout du monde, entre 1977 et 1980 (la date exacte n'est pas connue), le Prof. Masaharu Fujita et son équipe de l'Université Denki à Tokyo inventent la première bicyclette solaire puis développent la première voiture solaire japonaise.

En 1979, l'Anglais Alan T. Freeman, concepteur du premier bateau solaire de l'histoire en 1974, crée une voiture solaire extrêmement légère. Son véhicule possède trois roues et un panneau solaire sur le toit. Alan Freeman fait enregistrer son véhicule en 1980 et est ainsi le propriétaire et usager du premier véhicule solaire qui peut circuler légalement sur les routes du Royaume-Uni. L'inventeur anglais conçoit en outre un vélo électrique solaire. [7]

En 1980, le département d'ingénierie de l'Université de Tel Aviv en Israël met au point, sous la direction d'Arye Braunstein, un modèle de voiture solaire, la Citicar (figure 1.8). Le véhicule est composé d'un châssis de métal et possède des panneaux solaires sur son toit et son capot. Ceux-ci comprennent 432 cellules produisant 400 W de puissance de crête. La Citicar

possède 8 batteries de 6 V chacune pour stocker l'énergie photovoltaïque. La Citicar pèse un peu moins de 600 kg, peut atteindre une vitesse de 65 km/h (non officialisé) et a une autonomie de 80 km.



Figure 1.8. Voiture solaire (Citicar (1980)).[8]

En 1981, les Australiens Hans Tholstrup et Larry Perkins construisent la première voiture de course mue uniquement à l'énergie solaire. Il s'agit de The Quiet Achiever (ou BP Solar Trek). Leur travail amènera aux premiers exploits à l'énergie solaire et marque un tournant dans l'histoire des voitures solaires. Hans Tholstrup, chef du projet et Larry Perkins, ainsi que son frère Garry, constructeurs, conçoivent la première voiture solaire de course. The Quiet Achiever (figure 1.9.a) a une structure de tubes d'acier, similaire à celle des avions légers, et est recouvert d'une peau en fibre de verre. Il est doté d'une grande fenêtre frontale incurvée ainsi que de fenêtres vitrées latérales en fibre de verre transparente. La puissance du véhicule est de 1 kW et celui-ci est propulsé à une vitesse moyenne de 23 km/h. Le panneau solaire est installé sur le toit et il se compose de 720 cellules solaires. Sa superficie totale est d'environ  $8,5m^2$ .

Entre décembre 1982 et janvier 1983, Tholstrup et Perkins sont les premiers, avec The Quiet Achiever, à traverser un pays, l'Australie, en voiture solaire. Leur parcours, entre Perth et Sydney représente plus de 4 000 km de distance. The Quiet Achiever est actuellement conservé au National Museum d'Australie à Canberra. Tholstrup sera en 1987 le fondateur du World Solar Challenge, course de voiture solaire à travers l'Australie. L'engouement pour les voitures propulsées à l'énergie solaire devient important, et en 1982, une voiture solaire est présentée au Congrès international de médecine naturelle tenu à Genève<sup>14</sup>. Il semble ainsi qu'à ce moment, plus que pour des raisons environnementales, le recours à l'énergie solaire dans le cadre de la mobilité soit vu comme bénéfique pour la santé, puisque les voitures solaires ont l'avantage de ne pas dégager de gaz polluants et nocifs pour la santé humaine.

En 1984, les Américains Greg Johanson et Joel Davidson créent une voiture solaire de course, la Sunrunner (figure 1.9.b). Cette voiture est dotée de 24 cellules solaires pouvant produire 1 000 W de puissance de crête. La Sunrunner n'a aucune batterie pour le stockage de l'énergie. Elle établit le record du monde officiel de vitesse pour une voiture solaire en 1985 à Bellflower, en Californie, à près de 40 km/h. Un autre record est ensuite établi dans le désert de Mojave à 66 km/h. Ce record pour une voiture solaire, sans utilisation de batterie, est rendu public par le Guinness Book des records en 1986.

Une voiture propulsée à l'énergie solaire traverse en outre pour la première fois les Etats-Unis en 1984. La traversée entre la Californie et la Floride, un trajet d'environ 3 800 km, dure

44 jours. Le véhicule est équipé de 16 panneaux solaires et a été construit par un groupe d'étudiants d'une université du Missouri, le Crowder College.



(a)



(b)

Figure 1.9. (a) The Quiet Achiever la première voiture solaire de course,  
(b) la Sunrunner[8]

Les voitures solaires vont bientôt être testées dans les milieux extrêmes. La Sahara (figure 1.10.a), voiture solaire conçue par l'électricien automobile suisse Pierre Scholl, entouré de son équipe Scholl Team, parcourt en octobre 1987 quelques 600 km sur les pistes du Hoggar. Ce trajet dans le désert algérien, constituant une étape du Paris-Dakar, fait endurer de rudes conditions à la voiture prototype. Celle-ci est recouverte de capteurs photovoltaïques intégrés au capot et au toit et, de conception très légère, ne pèse que 375 kg<sup>17</sup>. La Scholl Team et Pierre Scholl seront par ailleurs très actifs dans les compétitions solaires (voitures et bateaux) dès leurs prémices au milieu des années 1980.



(a)



(b)

Figure 1.10 : (a) La Sahara(1987),  
(b) Spirit-of-Biel/Bienne III(1994)[8]

En août 1994, un nouveau record de vitesse en voiture solaire, avec des batteries chargées, est établi à 161 km/h par Spirit-of-Biel/Bienne III (figure 1.10.b) sur un circuit à Almeria (Espagne). Sans batterie, la voiture de course solaire atteint des pointes de vitesse à 127 km/h. Spirit of Biel/Bienne III avait participé au World Solar Challenge 1993, se classant en deuxième position (l'équipe biennoise ayant remporté l'édition 1990 du Word Solar Challenge avec Spirit of Biel/Bienne II). Durant l'été 1995, un nouveau record du monde de vitesse, sans batterie cette fois-ci, est battu par Spirit of Biel/Bienne III. Le bolide solaire de l'Ecole d'ingénieur basée à Bienne (Suisse) atteint la vitesse de 148 km/h à Ilanz (Suisse) sur

une route cantonale lors du 4ème Tour de Sol alpin. Le véhicule est désormais conservé au Musée des transports de Lucerne (Suisse).[8]

Au début de l'année 1988 se déroule à Soleure (Suisse) un congrès consacré à l'utilisation de la voiture solaire dans la vie de tous les jours. Ce congrès est organisé par la Fondation du Tour de Sol qui voit en l'énergie solaire non seulement un potentiel pour les courses de voitures, mais aussi un enjeu pour la mobilité quotidienne. Plus de 500 personnes participent à cette rencontre. La voiture solaire commence en effet à faire sa place sur les routes helvétiques : au début de l'année 1988, on ne dénombrait qu'une cinquantaine de véhicules solaires homologués dans le pays alors qu'ils sont au nombre de 150 à la fin de l'année.

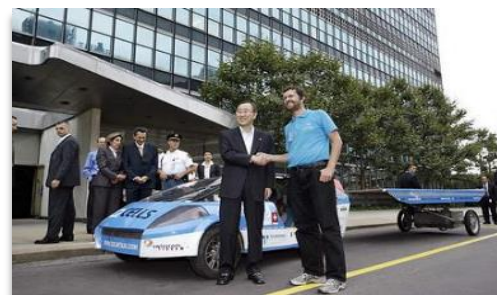
En février 1989 a lieu un nouveau congrès consacré à l'utilisation de la voiture solaire au quotidien mais cet événement sera surtout l'occasion d'une première mondiale : le Salon de l'Automobile solaire de Berne. Il s'agit du premier salon du genre au monde et il rassemble une vingtaine de voitures solaires. Cet événement est un plein succès puisqu'environ 11 000 personnes s'y sont rendues. Dans le cadre de ce salon ont notamment été présentés un camion capable de transporter une charge utile de 650 kg et un projet suisse de voiture pouvant transporter quatre personnes. Un deuxième Salon de l'Automobile solaire se tient à Bâle (Suisse) en février 1990. L'exposition est alors quatre fois plus vaste – 3000 m<sup>2</sup>– que la première édition. Le troisième salon se déroule à nouveau à Bâle en mars 1991. On dénombre alors plus de 1000 voitures solaires en Suisse.

Une autre première, plus anecdotique, mais helvétique là aussi, est celle du premier excès de vitesse à l'énergie solaire ! En juin 1989 à Bienne, une voiture solaire engagée dans le Tour de Sol passe à 88 km/h sur une route limitée à 80 km/h. Elle est flashée par un radar pour son excès de vitesse solaire et est soumise à une amende.

En août 1989 est effectué un voyage à travers les USA avec un véhicule solaire. L'inventeur cette voiture, la Solectrice (figure 1.11.a), est James Worden. Il en est aussi l'un des quatre pilotes. Sa voiture solaire, à trois roues, parcourt en deux semaines les 5 150 km qui séparent Los Angeles de Washington. La Solectrice est dotée d'un panneau solaire de 3,3 m sur 1,9 m et ne pèse que 122 kg. Elle peut atteindre la vitesse de 144 km/h. D'ailleurs, elle est vainqueur de l'édition 1990 du Tour de Sol. James Worden a alors l'espoir de développer une « semi production de masse » de deux modèles de voitures similaires, un modèle « économique » et un modèle « sport ».



(a)



(b)

Figure 1.11. (a) la Solectrice,  
(b) Solartaxi.[8]

Entre 2007 et 2008, le Suisse Louis Palmer entreprend le premier tour du monde avec un véhicule électrique en grande partie alimenté à l'énergie solaire avec Solartaxi (figure 1.11.b). Conçue avec des universités suisses, Solartaxi est voiture électro-solaire à trois roues et capable de transporter deux personnes. Avec ses  $6 \text{ m}^2$  de cellules solaires sur le toit et son poids de 500 kg, il atteint une vitesse de 90 km/h. Louis Palmer peut aussi recharger son véhicule grâce à l'électricité du secteur. Son tour du monde au départ de la Suisse lui fait parcourir 52 000 km et traverser 38 pays en 17 mois. Durant ce voyage et à chaque escale, Louis Palmer met son Solartaxi au service des personnalités locales afin de les sensibiliser au potentiel de l'énergie solaire: le prince Hassan de Jordanie, le secrétaire général de l'ONU Ban Ki-moon, le prince Albert de Monaco ou le maire de New York, Michael Bloomberg figurent parmi ses conducteurs les plus prestigieux. Raphaël Domjan l'accompagne à bord de Solartaxi entre Toronto et Washington. Un film-documentaire réalisé par Erik Schmitt retrace le tour du monde électro-solaire de Louis Palmer.

En octobre 2008, le canadien Marcello Da Luz entreprend lui aussi un grand voyage solaire dans le but de sensibiliser ses contemporains à l'utilisation de l'énergie solaire. Avec sa voiture solaire baptisée Power of One (figure 1.12.a), il parcourt 15 000 km au Canada en 140 jours. Il pénètre notamment dans les Territoires du Nord-Ouest canadien, prouvant ainsi que l'énergie solaire est efficace aussi au-delà du Cercle polaire. Power of One, véhicule monoplace de 5 m de long, 1,8 m de large et d'un poids de 300 kg (pilote compris), peut parcourir 200 km sur ses batteries sans soleil ou 500 km en plein jour. Il atteint une vitesse maximum de 120 km/h et passe de 0 à 85 km/h en 6 secondes. Le toit de Power of One est recouvert de panneaux solaires monocristallins (Shell Solar) à 15 % de rendement. Les cellules solaires lui fournissent une puissance de crête de 900 W.



(a)



(b)

Figure 1.12 . (a) Power of One

(b) véhicule solaire en raison de la crise.[8]

Au début de l' 2009, selon certains rapports, Toyota Motor Corp. a été secrètement développer un véhicule totalement solaire mais en raison de la crise (figure 1.12.b) et les problèmes financiers ne devrait voiture solaire prévue de Toyota à venir sur le marché bientôt.



(a)



(b)

Figure 1.13. (a) véhicule élio-solaire,  
(b) la Stella.[8]

Entre mai 2010 et septembre 2011, Marc Müller, un ingénieur suisse, réalise un périple autour du monde avec un véhicule élio-solaire dans le cadre de son projet Icare (figure 1. 13.a). Il traverse, au cours de son voyage, 25 pays et parcourt 20 000 km sur quatre continents.

En 2013, des étudiants néerlandais de l'Université d'Eindhoven, concurrents du World Solar Challenge 2013, créent une voiture – la Stella (figure 1.13.b) – capable de transporter un conducteur et trois passagers. Avec une autonomie de 800 km, cette voiture au toit recouvert de cellules photovoltaïques a pour but de démontrer que les voitures solaires ont le potentiel de rivaliser avec les voitures familiales à moteur à explosion<sup>43</sup>. La voiture de seconde génération de ces constructeurs néerlandais est la Stella Lux, disposant elle-aussi de 4 places, pour une longueur de 4,5 m de long pour 1,7 m de large. Construite en matériaux composite, elle ne pèse que 375 kg et peut atteindre la vitesse de 125 km/h.

En 2015, EVX, une entreprise australienne, fait le pari de pouvoir commercialiser une voiture de sport à énergie solaire, l'Immortus (figure 1.14.a). Il s'agit d'une voiture deux places qui pourrait, en théorie, rouler indéfiniment. L'Immortus, telle que projetée, fait 5 m de long pour 2 m de large et est mue grâce à ses 7 m<sup>2</sup> de panneaux photovoltaïques au rendement de 22 %. Son poids à vide doit être de 550 kg. Il ne s'agit pour le moment que d'un projet qui, s'il voit le jour, s'adressera à une clientèle fortunée capable de déboursier 330 000 euros pour s'offrir cette voiture unique en son genre. En combinant l'énergie des panneaux solaires et celle des batteries, l'Immortus pourrait atteindre une vitesse de pointe de 140 à 160 km/h et son autonomie serait de 550 km à 85 km/h de moyenne. Et, si elle ne compte que sur le photovoltaïque, elle pourrait, selon EVX, rouler jusqu'à 80 km/h indéfiniment.[8]



(a)



(b)

Figure 1.14. (a) l'Immortus d'EVX,  
(b), Mö du constructeur espagnol evovelo (2016) .[8]

L'un des véhicules solaires biplaces aujourd'hui disponible sur le marché est commercialisé par Evovelo, coopérative de Malaga (Espagne). Misant l'utilisation de matériaux se régénérant avec le temps, à l'instar des dérivés de bois et les plantes, Evovelo a conçu Mö (figure 1.14.b), une voiture solaire urbaine construite avec  $\frac{3}{4}$  de matériaux durables. Mö peut se mettre en mouvement de manière totalement renouvelable. Grâce à sa carrosserie courbée, la voiture espagnole intègre des panneaux solaires flexibles « à haut rendement ». Elle a une autonomie de 50 km et roule à environ 50 km/h. Elle est très légère, ne pesant que 85 kg. Son prix en précommande, au début de l'année 2016, est évalué à 4 500 euros.

Le milieu automobile classique voit aussi, après l'arrivée des voitures électriques, le développement de projet de voitures solaires comme la C-max Solar Energie de Ford présentée en 2014 qui devrait être disponible chez les concessionnaires prochainement.[8]

## **1.4. Définition d'un véhicule**

### **1.4.1. Electrique**

Un Véhicule Electrique est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue. Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie, etc. Beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité.[2]

### **1.4.2. Solaire**

Le véhicule solaire est un moyen de transport propulsé par une énergie mécanique, ayant pour origine une énergie naturelle non stockée dans celui-ci : le soleil. Il est non polluant à l'usage car il ne rejette rien dans la nature. C'est toutefois une source d'énergie qui n'est actuellement pas utilisée dans les moyens de transport autrement que sous forme de prototype. Les industriels conçoivent ce type de véhicules en remplacement des véhicules thermiques.

## **1.5. Le principe de fonctionnement**

### **1.5.1. Véhicule électrique**

Dans les véhicules électriques, les éléments constituant la chaîne de traction sont organisés sur le même principe que celui des véhicules thermiques. L'énergie stockée à bord est transformée par un moteur pour être ensuite transmise aux roues. La principale différence résidant dans la simplicité de cette chaîne de traction électrique par rapport à son équivalent thermique : - un réservoir d'énergie, constitué d'un assemblage de batteries ; un ou des moteurs électriques ; une unité électronique/informatique de commande et un chargeur ; des câbles pour relier le tout. Les périphériques du moteur thermique disparaissent : pompes à eau, à carburant, à huile, à injection. Aucun filtre, ni échappement, ni bougies ne sont utilisés. Le turbocompresseur est inutile. La transmission est simplifiée, pas d'embrayage ou de boîte de vitesses. Les moteurs électriques qui équipent les véhicules modernes sont dérivés de moteurs industriels. Ils sont d'une grande simplicité d'utilisation et d'une fiabilité

incomparable. Conçus pour fonctionner en continu pendant des années sans entretien, ils nécessitent seulement des visites de contrôle. Cette simplicité mécanique permet de faire porter les efforts des développeurs sur l'optimisation de l'énergie consommée et la simplicité d'utilisation.[1]

### 1.5.2. Véhicule solaire

Le véhicule solaire photovoltaïque se compose tout d'abord de cellules photovoltaïques. Une surface maximale est recouverte par des cellules photovoltaïques, si possible haute performances. Ces cellules alimentent ensuite des batteries à chargement rapide. Ces batteries doivent être peut nombreuses car lourdes, mais performante grâce à des batteries spécialement adaptés aux moteurs. Les moteurs sont électriques, et ont un bon rapport entre leur poids et leur puissance.

Le véhicule solaire entièrement autonome a de nombreux avantages. Elle peut tout d'abord se recharger toute seule à l'arrêt lorsque garée au soleil. Elle se recharge également en roulant, ainsi que lorsque le véhicule attend par exemple à un stop où à un feu rouge. L'électrique permet à la voiture d'optimiser sa consommation d'énergie puisque de le courant est consommée uniquement lorsque la voiture avance, contrairement à une moteur essence qui lui fonctionne tout le temps. [9]

### 1.6. Recyclage d'une voiture solaire-électrique

La fin de vie d'une voiture solaire-électrique consiste à recycler la voiture ainsi que ses batteries et ses panneaux. En effet, le véhicule électrique est doté d'une masse importante de batteries. A l'heure actuelle les batteries de voitures ont effectivement le plus haut taux de recyclage parmi tous les déchets. En tenant compte des besoins croissants pour les métaux précieux, les filières pour la revente des matières recyclées sont devenues un vrai business.

Les réponses apportées à la question de la fin de vie des batteries conditionneront, en partie, le succès des véhicules électriques. Trois filières de recyclage sont maîtrisées (plomb, nickel cadmium et nickel métal hydrure) et il est même rentable dans le cas du plomb.

Le recyclage des modules est différent selon les types de modules (non-silicium ou silicium). Le recyclage pour des modules en silicium consiste en un traitement physique servant à séparer les différents éléments du module, qui permet de récupérer les différents éléments :

- le verre ;
- les métaux (aluminium, cuivre et argent) ;
- le plastique comme le film en face arrière des modules ;
- les joints ;
- les gaines de câble ou la boîte de connexion.

Aujourd'hui environ 80 % du poids d'un panneau solaire peuvent être recyclés. [10]

### 1.7. Description générale de la chaîne de traction

La chaîne de traction électrique est l'organe principal du véhicule électrique.

Nous ne nous intéresserons ici qu'à la chaîne de traction proprement dite, mais il va de soi que la totalité des équipements électriques doit être optimisée pour maximiser l'autonomie du véhicule.[11]



propulsion et de sa transmission de puissance est déterminée au départ par les caractéristiques de fonctionnement suivantes [6][8][12] :

- Assurer un démarrage en cote du VE (couple élevé),
- Obtenir une vitesse maximale,
- Stratégie de pilotage optimisant continuellement la consommation d'énergie (aspect rendement : rendement élevé en étant employé à différentes vitesses).

Ces quelques caractéristiques typiques requises pour les machines utilisées dans les systèmes de propulsion électrique, sont bien illustrées sur la figure 1.16 exhibant l'évolution du couple/puissance-vitesse.[12][1]

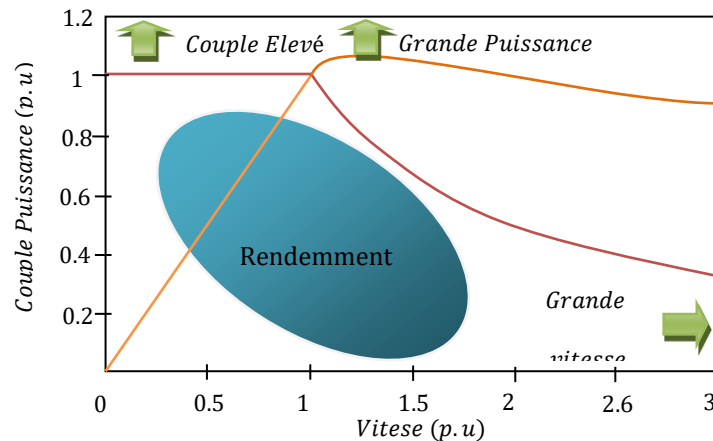


Figure 1.16 : Couple/Puissance-Vitesse requises pour VE.[1]

Les fabricants des véhicules électriques emploient habituellement différents types de moteurs d'entrainements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de leur système de propulsion. Ceux-ci peuvent être de divers types tels que : le Moteur à Courant Continu (MCC), à Induction (MI), Synchrones à Aimant Permanent (MSAP), à Reluctance Variable (MRV) etc. Certains des modèles du VE utilisés par différentes compagnies sont énumérés ci-dessous (Tableau 1.1), avec le type du moteur utilisé.

En plus des caractéristiques de fonctionnement citées précédemment, d'autres considérations importantes de conception sont à prendre en considération à savoir : coût acceptable et encombrement.[12]

### 1.9.1. Moteur à courant continu à excitation séparée

Les moteurs à courant continu à excitation séparée, sont commandés par un hacheur de puissance agissant sur l'induit du moteur et un hacheur de plus faible puissance commandant l'excitation ou inducteur. Dans la traction électrique automobile, c'est le système le plus employé. En effet, le moteur de LEROY Sommer qui entraîne la plupart des véhicules électriques en circulation est un moteur à courant continu conçu à partir des modèles destinés à la traction industrielle. L'électronique permet d'optimiser la valeur de consigne du courant d'induit et d'excitation, en fonction de la caractéristique couple/vitesse désirée, grâce à un système de thyristors relativement simple et peu coûteux.[1][13]

### **1.9.2. Moteurs à courant continu à aimant permanent**

Les moteurs à courant continu à aimant permanent sont actuellement en pleine expansion dans l'industrie. Cette technologie permet d'obtenir des moteurs encore plus légers avec un meilleur rendement que les précédents. Malheureusement, ces aimants font appel pour leur composition, à des terres rares, dont le coût est très élevé. Ils sont également très sensibles aux montées en température.[11]

### **1.9.3. Moteurs asynchrones**

Deux types de machine asynchrone peuvent être distingués : la machine asynchrone à rotor à bagues et la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette dernière est la plus répandue. Son niveau de robustesse et de fiabilité allié à un faible coût en a fait une machine de référence [13]. [11]

Leur commande nécessite l'emploi d'un onduleur électronique. Sa fonction est de convertir le courant continu des batteries en courant alternatif triphasé, et de contrôler avec précision le fonctionnement du moteur pendant les phases d'accélération et en régime de croisière. De plus, l'onduleur transforme le courant alternatif généré par le moteur durant les décélérations et le freinage en courant continu pour recharger la batterie et améliorer le frein moteur. Pour assurer la régulation, l'onduleur augmente ou diminue la fréquence du courant alternatif fourni au moteur en fonction de la demande du conducteur, donc de la position de la pédale d'accélérateur. Cette fonction de régulation sera réalisée dans un futur proche par un système de contrôle vectoriel. L'arrivée de l'électronique a surtout permis d'augmenter considérablement la vitesse de rotation et de passer de 3 000 tr/mn à 15 000 tr/mn. [11]

### **1.9.4. Moteur synchrone à aimant permanent**

Les moteurs synchrones à aimants permanents ont une puissance massique et un rendement élevés. Leurs coûts élevés restent le plus gros handicap. Des ferrites peuvent être utilisées mais elles ne présentent pas des performances excellentes. Par contre, les aimants à terres rares, Samarium-Cobalt ou Fer-Néodyme-bore sont plus intéressants. Un des inconvénients de cette machine est l'impossibilité du réglage de l'excitation.

Le champ de l'aimant varie avec le temps et la température mais de manière non significative. Pour atteindre des vitesses élevées, il sera nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes joule statorique.[1] [11]

### **1.9.5. Moteur synchrone à inducteur bobiné**

Ce moteur peut présenter une alternative très intéressante. En comparaison avec le moteur synchrone à aimants permanents. Il dispose d'un degré de liberté supplémentaire : le réglage du flux d'excitation. En effet, cela ouvre une large palette d'algorithmes de commande : compensateur synchrone, facteur de puissance unitaire, couple maximal, minimisation des pertes.[14] [11]

### **1.9.6. Moteur à réluctance variable**

Ce moteur présente un faible coût. Néanmoins, la principale difficulté reste la commande. En effet, ce moteur produit un couple très pulsative à haute vitesse engendrant des problèmes de vibrations mécaniques et génère un bruit acoustique supérieur à tous ses concurrents. Ceci est une des conséquences de son principe de fonctionnement.[14]

D'autres technologies comme les moteurs-roues encore en phase de mise au point, pourraient présenter des avantages spécifiques indéniables qui devraient jouer un rôle décisif dans le développement du véhicule électrique [15].

Chacun des moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent. Le tableau 1.2 est résumé bien, de manière qualitative, les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

De plus, le tableau 1.3 résume l'ordre de grandeur de puissance maximale nécessaire pour les différentes catégories de véhicules. Ces quelques exemples permettent de constater qu'il est possible de réaliser une motorisation électrique sur de nombreux types de véhicules. Dans notre cas, le choix est porté sur le moteur à induction.

D'une part, cette machine est la plus utilisée dans les applications industrielles permettant une large variation de vitesse, une haute précision de régulation et de hautes performances en couple sont requises. D'autre part, c'est parce qu'elle bénéficie de la plus grande expérience en matière de moteurs électriques sans collecteur qu'elle est souvent retenue pour la motorisation des automobiles électriques et commence à être utilisée dans les chariots de manutention.

Dans les grandes puissances (jusqu'à plus de 10 MW), c'est la machine qui est la plus utilisée, elle continue à occuper, ainsi, une place de choix en traction ferroviaire [16].

**Tableau 1.1.** Avantages et Inconvénients des différents moteurs électriques de motorisation de la chaîne de traction

<b>Moteurs</b>	<b>AVANTAGES</b>	<b>INCONVENIENTS</b>
<b>Moteur à courant continu à excitation série</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Commande par un seul hacheur ;</li> <li>- Dé fluxage automatique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Freinage dynamique difficile à mettre en place ;</li> <li>- Prix du moteur élevé ;</li> <li>- Le procédé de fabrication est difficile à automatiser ;</li> <li>- Puissance massique relativement faible.</li> </ul>
<b>Moteur à courant continu à excitation séparée</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Commande par un seul hacheur de puissance sur l'induit et un hacheur de faible puissance pour la commande du courant d'excitation;</li> <li>- Dé fluxage facile.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Prix du moteur élevé ;</li> <li>- Le procédé de fabrication est difficile à automatiser ;</li> <li>- Puissance massique relativement faible.</li> </ul>
<b>Moteur à courant continu à aimants permanents</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Commande avec un seul hacheur;</li> <li>- freinage relativement simple à mettre en œuvre ;</li> <li>- excellent rendement (surtout avec aimants terres rares).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dé fluxage difficile ;</li> <li>- prix élevé (voire prohibitif avec des terres rares).</li> </ul>

<b>Moteurs synchrones à rotor bobine</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dé fluxage facile ;</li> <li>- alimentation simple et moins chère.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Technologie peu courante;</li> <li>- fragilité du système bagues balais</li> </ul>
<b>Moteurs synchrones à aimants permanents</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Puissance massique élevée (avec aimants terres rares) ;</li> <li>- rendement élevé (avec aimants terres rares) ;</li> <li>- freinage dynamique relativement facile.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Prix élevé (surtout avec aimants terre rares) ;</li> <li>- dé fluxage difficile ;</li> <li>- électronique de prix élevé.</li> </ul>
<b>Moteur à réluctance variable</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Couple massique élevé (en théorie).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Mauvais rendement dû aux fréquences élevées au mauvais facteur de puissance</li> <li>- Prix élevé de l'électronique de puissance ;</li> <li>- Les moteurs très performants en puissance massique ont un entrefer faible et sont relativement fragiles.</li> </ul>

Tableau 1.2. Puissance Maximale Nécessaire pour divers Véhicules [1]

Type de Véhicule	Puissance Maximale
<b>Bicyclette assistée</b>	100 à 400 w
<b>Scoter</b>	2kw
<b>Motocyclette sportive</b>	14 à 25 kw
<b>Voiturette</b>	8kw
<b>Voiture urbaine</b>	20 à 40 kw
<b>Voiture routière</b>	50 à 70 kw

Le choix de moteur électrique d'un véhicule est généralement une tâche fastidieuse. Il faut dans un premier temps déterminer avec suffisamment de précision, le travail qui sera accompli par chacun des moteurs. Evidemment, pour pouvoir validée un moteur, il faut connaître les spécifications et les performances que nous voulons atteindre. Le problème est toutefois beaucoup plus simple, lorsque nous connaissons les caractéristiques du moteur ainsi que le travail qu'il doit accomplir et que nous désirons le valider. Le moteur en question est un moteur triphasé asynchrone à cage d'écureuil, alimenté à fréquence variable.

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil, alimenté lui aussi par onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs, car ce moteur est bien connu et, surtout, on possède l'expérience de sa fabrication et dont le rotor peut avoir un diamètre relativement réduit, d'où une influence favorable sur le prix d'établissement, sur son volume (faible), sur son poids (modeste) et sur son entretien (quasi inexistant).

Ainsi, la cage d'écureuil autorise des vitesses périphériques de 150 m/s moyennant un bon équilibrage. Le "fonctionnement à puissance constante" est aussi possible mais la plage de vitesse est limitée par le rapport du couple maximal (sommet de la caractéristique de couple à

flux maximal) sur le couple "nominal". Cette contrainte conduit, quelquefois, à sous utiliser le moteur en couple (nominal) pour étendre sa plage de vitesse [14].

### **1.10. Convertisseur statique**

Suivant l'utilisation de machines à courant continu ou à courant alternatif, les convertisseurs d'énergie devront être différents à savoir :

#### **1.10.1. Les redresseurs (AC/DC)**

Dans un véhicule électrique, les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseau de distribution général, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique ; en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques et/ou dans une batterie de grande capacité.

#### **1.10.2. Les hacheurs (DC/DC)**

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables, différents des valeurs d'entrée et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation de divers récepteurs (moteurs, batteries, etc.). Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

- Ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant continu ;
- Ils sont nécessaires pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc.). En effet, on ne peut envisager le branchement brutal d'un moteur à courant continu sur une source d'énergie à tension fixe (batterie d'accumulateur par exemple) pour les raisons suivantes :
- Aucun réglage du couple moteur ni de la vitesse du moteur ne serait possible
- Le régime transitoire à la mise sous tension directe du moteur serait destructif tant du point de vue électrique (surintensité) que mécanique (sur couple) ;

L'utilisation d'un hacheur permet en effet de maintenir le courant moteur à la valeur souhaitée tout en assurant le réglage progressif et sans perte notable de la tension du moteur. Il permet également de régler le couple et la vitesse du moteur et donc du véhicule en traction mais aussi en freinage électrique. [11]

#### **1.10.3. Les onduleurs (DC/AC)**

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif, il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et le (ou les) moteur(s) de traction un dispositif de conversion appelé onduleur, qui transforme l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule. La conversion DC-AC peut être réalisée de multiples manières. Mais l'usage, les particularités des véhicules routiers et la rationalisation des solutions industrielles ont conduit à privilégier une structure d'onduleur à six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un IGBT et d'une diode montés en antiparallèle et commandés selon une loi du type MLI (Modulation de Largeurs d'Impulsion, en anglais (PMW)). Ce type de montage permet d'associer une source de tension (de type batterie) et un

récepteur de type source de courant (moteur asynchrone, moteur synchrone bobiné, à aimant permanent ou à réluctance variable). La méthode de commande par MLI présente deux avantages importants:

- Elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage de cette tension ;
- Elle permet de faire varier le fondamental de la tension de sortie. [17] Contrôle électronique [11]

### 1.11. Transmission mécanique

L'objet de la transmission mécanique est de relier la source d'énergie, le(s) moteur(s) électrique(s), aux roues motrices du véhicule ; il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule.

Un moteur électrique a un volume et une masse fonction de son couple. Aussi pour réduire la masse embarquée et le coût de la motorisation, on préfère généralement associer le moteur à un réducteur mécanique. Ceci permet de réduire le couple que doit fournir le moteur en augmentant sa vitesse de rotation. A priori, on a tout intérêt à maximiser la vitesse du moteur électrique sachant qu'il existe des limites de faisabilité et que la masse du réducteur reste généralement faible devant celle du moteur [13]. Cependant, des problèmes technologiques difficiles se posent comme la réalisation des pignons à très grande vitesse et l'obtention de bons rendements avec de grands rapports de réduction [1].

Habituellement, un bon réducteur de rapport  $m$  permet d'obtenir un rendement d'environ 98%. Les valeurs de  $m$ , couramment rencontrées dans la transmission des véhicules électriques, sont comprises entre 5 et 12 environ pour les réducteurs, et 8 à 25 pour les boîtes de vitesse [1].

Les avantages de la transmission mécanique sont nombreux:

- Elle évite un surdimensionnement du moteur et permet donc de limiter les coûts du convertisseur statique et les batteries. En effet, le réducteur permet de réduire le couple que doit fournir le moteur et donc la masse et le coût de celui-ci.
- Elle autorise également des puissances massiques plus élevées.

### 1.12. Sources d'énergie

Un des problèmes majeurs du véhicule électrique est la source d'énergie. Dans cette section, nous présentons de manière succincte deux voies technologiques possibles : les batteries et les piles à combustible.

Ces éléments permettant de stocker de l'énergie doivent remplir les conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids) permettant de bonnes accélérations.
- Une bonne énergie massique (Wh/Kg) étant synonyme d'une bonne autonomie.
- Une tension stable engendrant des performances régulières.
- Une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles chargement/déchargement, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur.
- Disposer d'un faible entretien et constitués d'éléments facilement recyclables.

#### 1.12.1. Batteries

Pour les véhicules électriques, la technologie utilisée actuellement est celle des batteries. La batterie est peu onéreuse et demande peu d'entretien. Néanmoins, ses performances ne sont pas très élevées et elle possède une durée de vie trois fois moindre que celle de la pile à

combustible. Sur la Figure 1.18 sont classifiées les batteries selon leurs énergies spécifiques et leurs énergies volumiques.[1]

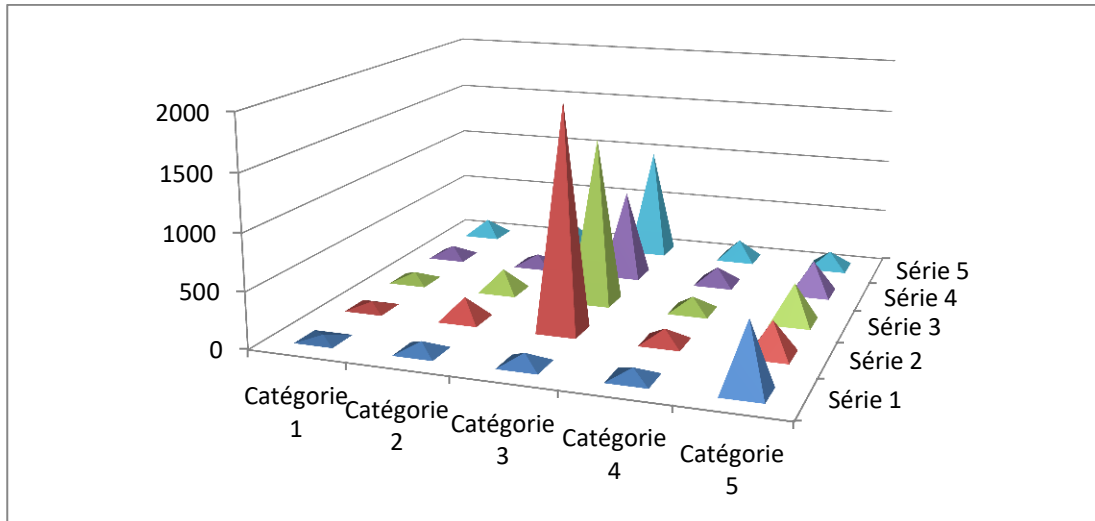


Figure 1.17. Technologies des batteries[1]

Avec

Catégorie 1	Energie massique (Wh/kg)	Série 1	Plomb Pb	Acide PbO <sub>2</sub>
Catégorie 2	Puissance massique (W/kg)	Série 2	Nickel Ni	Cadmium Cd
Catégorie 3	Durée de vie de cycles	Série 3	Nickel Ni	Métal Hydrure NiMH
Catégorie 4	Energie volumique (Wh/l)	Série 4	Sodium Na	Soufre S
Catégorie 5	Poids pour 20 kWh (kg)	Série 5	Lithium Li	Sulfure de Fer LiFeS <sub>2</sub>

### 1.12.2. Pile à combustible :

La pile à combustible peut être une autre source d'énergie pour le véhicule électrique ainsi que pour d'autres applications. Cette dernière est peu polluante, possède une énergie massique plus importante et est entièrement recyclable, cela permettrait de passer à une autonomie supérieure à 400km. Néanmoins, beaucoup de progrès restent à faire en matière de fiabilité, de longévité, et de sécurité.

### 1.13. Les différentes structures de véhicules électriques :

Après avoir étudié les raisons du renouveau du véhicule électrique, nous abordons maintenant une description plus précise. Nous avons vu qu'un problème majeur du véhicule électrique était le transport de son énergie de propulsion. On distingue ainsi couramment le véhicule tout électrique du véhicule hybride, selon qu'il utilise ou non une source d'énergie différente de la source électrochimique (i.e. la batterie).[17]

#### 1.13.1. Le véhicule tout électrique (VTE) :

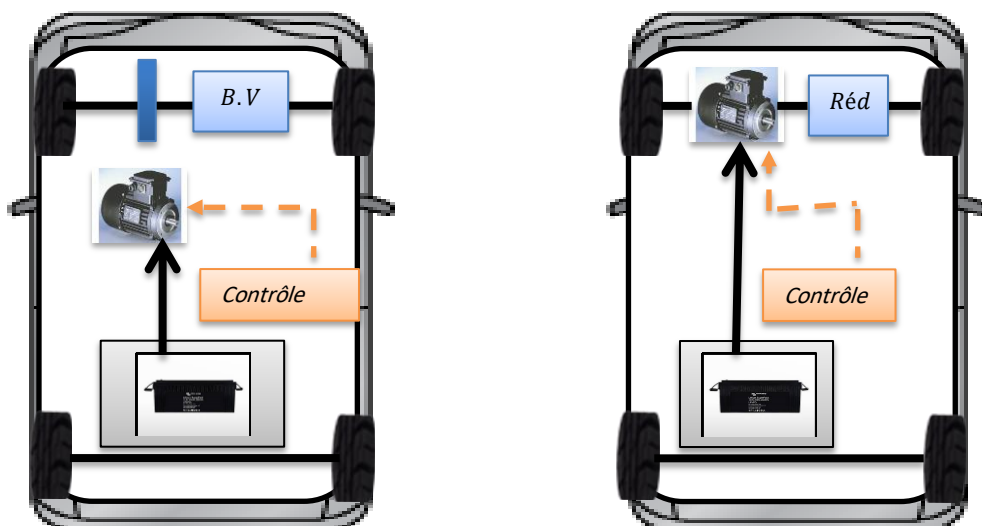
L'objectif de la transmission de puissance électrique dans le véhicule est de relier la source d'énergie au moteur puis aux roues motrices tout en gardant un bon rendement et un

couple maximal, surtout en phase de démarrage. Le choix du moteur électrique et sa transmission de puissance est déterminé par deux conditions :

- Assurer le démarrage en côte du véhicule pour une route en pente maximale (jusqu'à 30% ) que peut rencontrer le véhicule, tel que le couple du moteur électrique doit être au moins égal au couple résistant. Un rapport de réduction au niveau de la transmission peut augmenter le couple mais au détriment d'une demande plus élevée en vitesse ;
- obtenir, sur une route plate, la vitesse maximale (nécessaire pour le dépassement) du véhicule pour la puissance maximale du moteur électrique à sa vitesse de rotation maximale (pour un rendement parfait de la transmission).

Il est clair qu'on est confronté à un compromis "couple de démarrage/vitesse maximale" lié aux performances du moteur. Les travaux de donnent des solutions pour des configurations des chaînes de traction des véhicules électriques. La figure 1.19 et 1.20 montre quatre exemples schématiques de motorisations 100% électrique, avec : [18]

- un seul moteur électrique + boîte de vitesses + différentiel ;
- un seul moteur électrique + réducteur fixe + différentiel ;
- un moteur électrique + réducteur par essieux, soit deux moteurs ;
- un moteur électrique à entraînement direct par roue motrice, soit quatre moteurs



(a)

(b)

Figure 1.18. Exemples de chaînes de traction "tout électriques"(solution mono-moteur) [18]

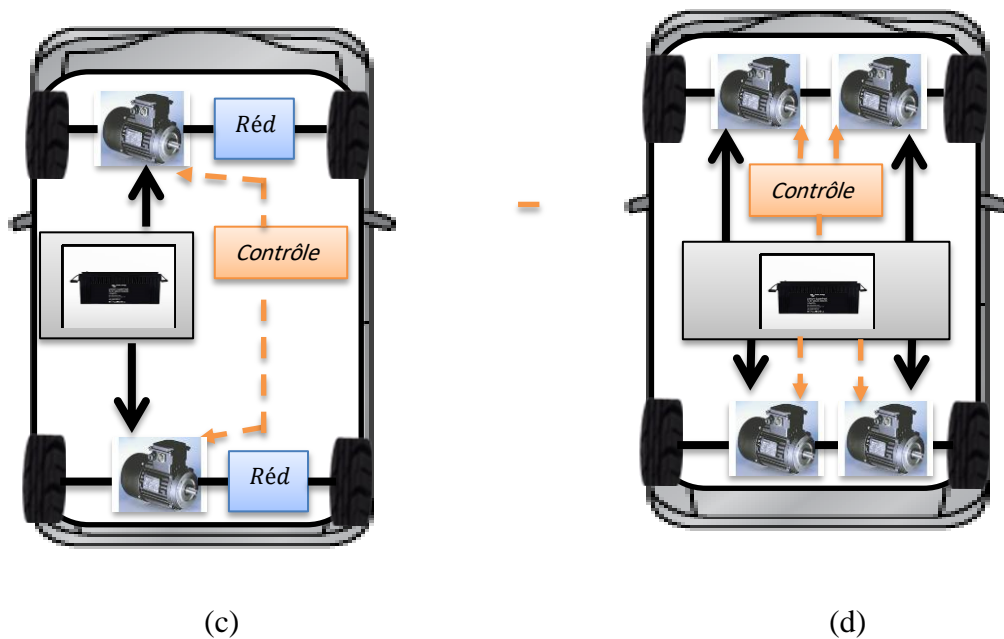


Figure 1.19. Exemples de chaînes de traction "tout électriques"(solution multi-moteur) [18]

#### Motorisation avec boîte de vitesses

L'avantage d'utiliser un réducteur variable (ou boîte de vitesses) est d'utiliser le moteur à un plus faible couple, pour une vitesse maximale donnée et ainsi rendre le moteur électrique légèrement plus performant. D'autres solutions mécaniques pour rendre possible l'exploitation de la puissance maximale existent, telle que l'utilisation d'un variateur mécanique continu (ex : véhicule électrique léger d'EDF) avec un rendement très supérieur à celui des variateurs conventionnels. Malheureusement les véhicules équipés de cette technologie sont assez rares (DAF Variomatic, FIAT Panda) à cause des inconvénients suivants :

- commande complexe par levier de vitesse ;
- nécessité d'un embrayage avec sa commande (pièces d'usure) ;
- probablement, une fiabilité réduite (embrayage, boîte de vitesses et sa commande) ;
- encombrement ;
- coût élevé.

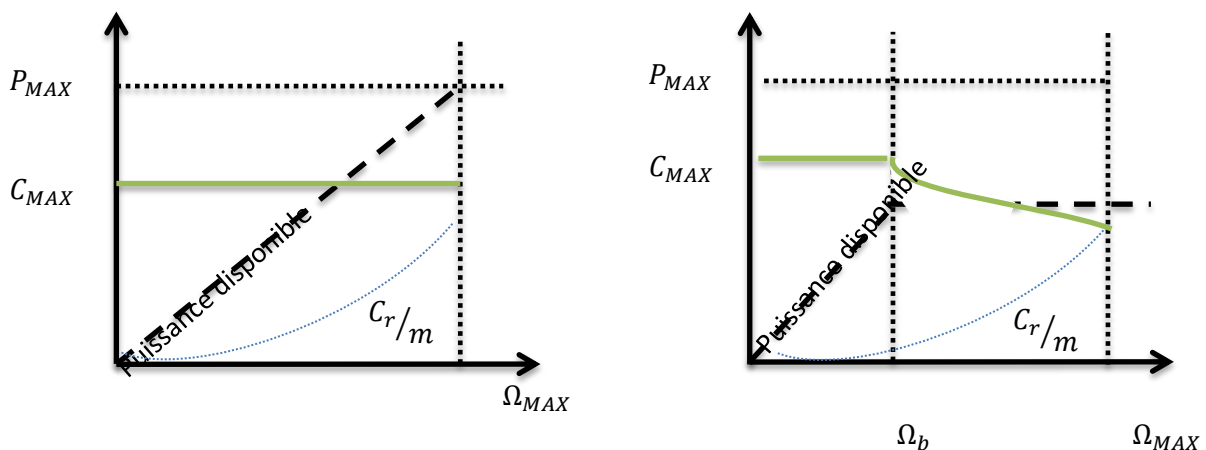
#### Motorisation avec réducteur fixe

Avec un réducteur de rapport unique  $m$ , il est clair que la condition d'une vitesse maximale est largement satisfaite. En eet, la première condition impose un couple de démarrage maximal du moteur, et sa vitesse de rotation maximale est imposée par la vitesse maximale du véhicule. En conséquence, la puissance maximale disponible est très supérieure à la puissance nécessaire au véhicule pour atteindre sa vitesse maximale. Pour mieux comprendre, l'exemple suivant est donné : Si on considère un véhicule de 1500 kg, sur une pente de 20%, la force à fournir aux roues motrices est d'environ 3000 N, et le couple total maximal aux roues est de 1000 N.m (rayon de la roue de 33 cm). Si on souhaite une vitesse de pointe de 110 km/h, la puissance nécessaire au véhicule pour atteindre cette vitesse est de 25 kW pour 92 rd/s. Pour une transmission parfaite (rendement unitaire), on obtient une puissance de 92 kW ( $P = \Omega C$ ), valeur très supérieure aux 25 kW demandés. L'inconvénient de cette méthode est que la demande au niveau des sources est très forte et le coût du convertisseur statique ainsi que

celui de la batterie devient élevé. An de limiter cette inconvénient, il est souhaitable que le moteur électrique puisse délivrer sa puissance maximale dans une plage de vitesse dénie. Dans le cas de notre exemple, le moteur électrique peut délivrer sa puissance maximale pour des vitesses de rotation comprises entre  $\Omega_b$  à  $\Omega_{max}$ , respectivement correspondante entre 30 à 110km/h avec une réduction  $m = 3, 7$ . La figure 1.21 résume notre exemple.

Pour un véhicule urbain, il n'existe pas vraiment de régime permanent, on dénit généralement la puissance "uni-horaire" et la puissance maximale pour 5 minutes de surcharge, ces caractéristiques sont importantes pour la conception du moteur électrique et de son système de refroidissement.

Il est important de préciser que la machine à courant continu à excitation séparée permet de délivrer sa puissance maximale dans une plage de vitesse suffisamment étendue, et que son couple maximal est obtenu à courant d'induit maximal et à flux inducteur maximal ; on peut étendre la plage de vitesse dans une zone à puissance maximale constante (figure 1.21). Notons que presque tous les moteurs alternatifs : Machine Asynchrone (MAS), Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB), Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) ainsi que les Machine à Réductance Variable (MRV), possèdent cette capacité de fonctionnement dans une plage de vitesse étendue, avec une puissance maximale plus ou moins constante.[18]



$P_{MAX}$  requise sans possibilité de  $P_{MAX}$  requise avec possibilité de  
fonctionnement à fonctionnement à  
Fonctionnement à puissance constante Fonctionnement à puissance constante

Figure 1.20. Courbes de couple et de puissance maximale requise pour assurer le couple au démarrage en côte et la puissance maximale en vitesse de pointe[18]

### 1.14. Moteur intégré dans la roue

A priori, il est intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique (différentiel, doubles joints de cardan) et en intégrant directement le moteur aux roues. Le rendement de la chaîne de traction sera optimal puisque cette dernière est réduite à son plus strict minimum. Lorsque les moteurs sont sur les roues directrices, une très grande sécurité de contrôle est requise, les moteurs ne doivent en aucun cas se bloquer lors d'une défaillance. Les moteurs peuvent être associés à un réducteur fixe pour accroître le couple massique. Dans ce cas, il est nécessaire d'avoir recours à des moteurs creux à très fort couple massique et, généralement, à rotor extérieur. Cette compacité est un atout pour le véhicule électrique car cela permet de gagner de la place pour disposer les organes de stockage et de gestion d'énergie. En revanche, intégrer le moteur dans la roue nécessite un

renforcement des organes mécaniques en liaison avec le châssis et une conception mécanique optimisée de la jante et du rotor de la machine pour absorber les éventuels chocs.[18]

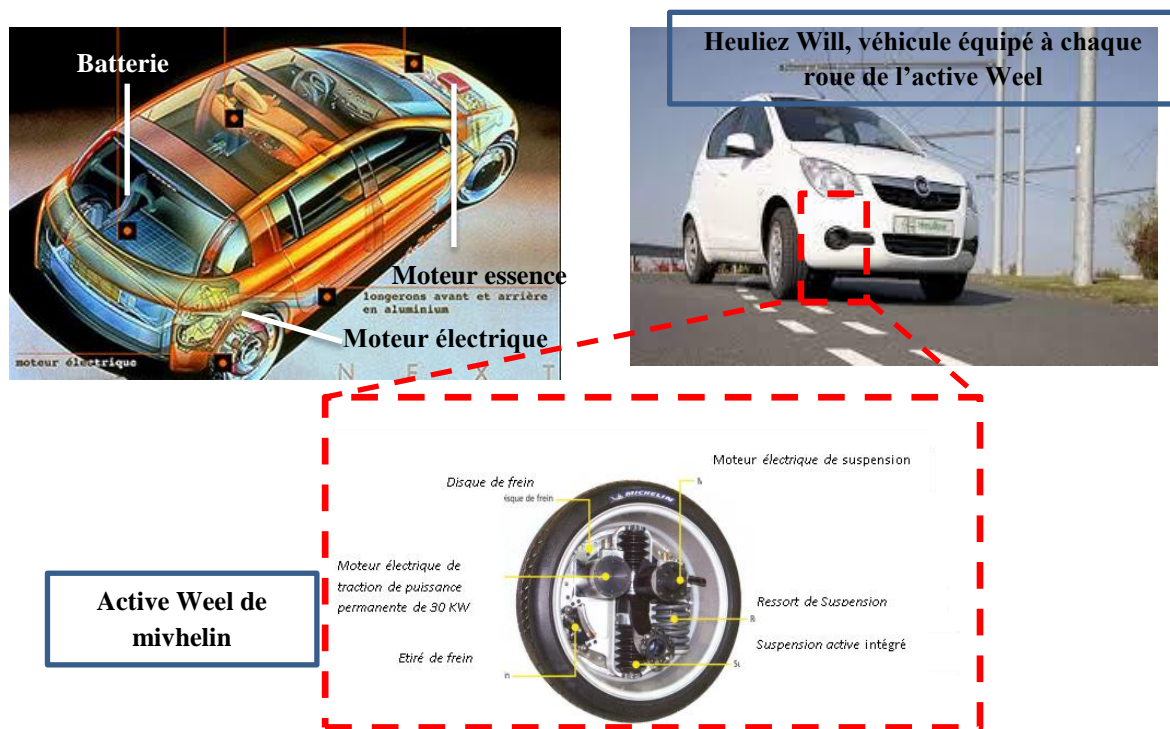


Figure 1.21 : Motorisation multi-moteur[18]

### 1.15. Définition et classifications des véhicules hybrides

Les VH constituent une famille recouvrant une grande variété de solution. Ainsi, une définition exhaustive des VH est assez difficile et la majorité des définitions sont incomplètes. Une définition courante est celle proposée par le Comité Technique 67 (Electric Road Véhicules) de la Commission Internationale d'Electrotechnique : le VH est un véhicule dans lequel l'énergie de propulsion est fournie par deux ou plusieurs types de dispositifs de stockage, sources, ou convertisseurs d'énergie, où au moins un parmi eux fournit de l'énergie électrique. Une autre définition proposée par l'Agence Internationale de l'Energie (IEA) dans un rapport technique : un VH a un groupe motopropulseur dans lequel l'énergie peut être transmise par au moins deux dispositifs de conversion d'énergie différents tirant l'énergie d'au moins deux dispositifs de stockage d'énergie différents. Néanmoins, ces définitions ne sont pas reconnues par tous les constructeurs car elles n'intègrent pas l'hybride « micro » présenté ci-dessous. Une chaîne de traction hybride peut être réalisée à partir de deux configurations principales, série ou parallèle, en pratiques les solutions retenues sont souvent des combinaisons entre les deux schémas. Toutefois, une classification souvent utilisée aujourd'hui propose une décomposition en quatre catégories principales en fonction notamment du niveau d'hybridation :

- Micro hybrid.
- Mild hybrid.
- Full hybrid.
- Plug-in hybrid.

Ainsi, le VH, dans le sens classique du terme, devient dans cette classification un « full hybrid » laissant place à des configurations moins complexes comme les hybrides « micro » et « mild ». D'autre part, l'hybride « plug-in » s'intercale entre le « full hybrid » et le VE. La

Figure 1.22, donne une image d'ensemble des solutions existantes pour créer une chaîne de traction et les situe sur un axe véhicule thermique – véhicule électrique.[19]

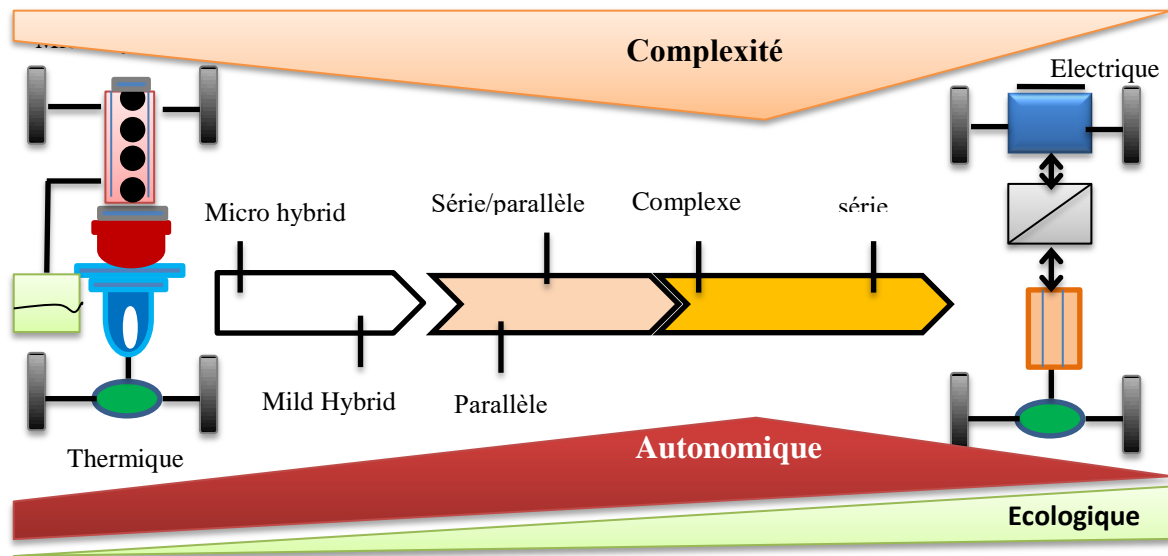


Figure 1.22 : Classification des différents types de chaînes de traction[19]

Cette figure permet de visualiser les quatre niveaux d'hybridation, ainsi que le différent hybride « full » ou « plug-in » en fonction de l'architecture (série, parallèle, série/parallèle, complexe). Les hybrides « full » et « plug-in » sont liés afin de souligner qu'ils peuvent avoir la même architecture. Leur différence vient du fait que le VH « plug-in » peut être rechargé à partir d'une source électrique extérieure. Ces véhicules ont souvent une batterie plus grande, donc une autonomie plus importante en régime « zéro émission », étant ainsi plus proche d'un VE. Plus la partie électrique prend importance, plus l'impact environnemental baisse. Par contre, la complexité augmente avec l'introduction successive de la traction électrique et commence à diminuer lorsque le moteur thermique cesse de participer à la traction, notamment dans la configuration série.

Les différents types d'hybrides et d'architecture exposés dans la (Figure 1.22) sont présentés ci-dessous.

Toutefois, il est possible d'imaginer d'autres classifications. Il serait également intéressant de qualifier les VH, soit en fonction du nombre de kilomètres qu'ils peuvent parcourir en mode tout électrique (zéro émission), soit en fonction du pourcentage de la puissance électrique par rapport à la puissance totale disponible. Cela permet d'introduire un nouveau vocabulaire :

VH20, pour 20 km d'autonomie,

VH30%, pour 30% de puissance électrique par rapport à la puissance totale.

Ces classifications s'intègrent facilement dans le schéma de la (Figure 1.22), trouvant leur place entre les deux technologies situées aux extrémités. [19]

### 1.16. Architecture des véhicules hybrides

Les principales architectures pouvant constituer le « full hybrid » sont détaillées ci-après en commençant avec les architectures classiques, hybride série et parallèle, et en terminant avec l'hybride série/parallèle et l'hybride complexe, combinaison des deux précédentes. [18]

### 1.16.1. Hybride Série

Considéré comme le plus simple des VEH, ce type de configuration peut même être assimilé à un véhicule tout électrique étant donné que la propulsion est intégralement électrique assurée par une ou plusieurs machines électriques. L'énergie provient généralement d'une batterie, d'un groupe électrogène (moteur thermique et génératrice) ou les deux simultanément. L'inconvénient majeur dans ce type de véhicule est le fait d'avoir trois machines embarquées alors que seule une machine électrique fournit la puissance de propulsion. [20]

#### 1.16.1.1. Principe de fonctionnement des VEH's série

Le groupe électrogène fournit une puissance moyenne, les pics de puissance sont quant à eux assumés par le dispositif de stockage d'énergie. En effet, le moteur thermique entraîne une génératrice qui débite sur une batterie et alimente le ou les convertisseurs du ou des moteurs électriques de traction. En zone urbaine, le moteur électrique est alimenté par la seule batterie initialement chargée donc, un système de propulsion 100% électrique où l'autonomie varie selon le type de batterie utilisée. Un autre mode de fonctionnement survient lorsque la batterie se décharge, le véhicule passe alors à l'hybride et le moteur thermique démarre en entraînant la génératrice qui prend le relais en alimentant le moteur de traction et en même temps recharger la batterie suivant une chaîne de transfert d'énergie représentée sur le schéma de la figure (1.23). Ce dispositif (groupe électrogène) procure aux véhicules une plus grande autonomie et permet une réduction des émissions de gaz et de polluants, dans ce mémoire nous étudierons le VEH série avec la chaîne de traction composée de: réservoir de carburant, moteur thermique (combustion interne), génératrice synchrone, redresseur triphasé, filtre, batterie et machine de traction synchrone à aimant permanent.[20]

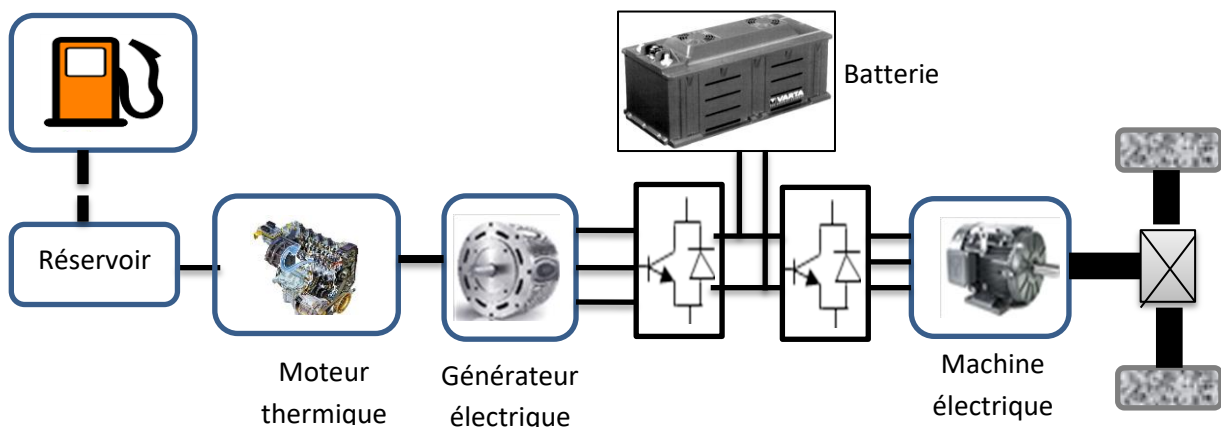


Figure 1.23 : Architecture d'un véhicule hybride série[20]

### 1.16.2. Véhicule hybride parallèle

L'hybride parallèle est plutôt un véhicule thermique assisté par un moteur électrique. Dans cette structure et contrairement à la configuration série, le moteur thermique fournit sa puissance aux roues et participe directement à la traction en assistant la machine électrique. L'association de ces deux machines pour la traction permet de réduire considérablement leur volume et leur puissance par conséquent les émissions de gaz, ce qui son principale avantage.

Selon la structure et la conception du véhicule, on peut avoir deux sortes d'hybrides parallèles : À addition de couples ou à addition de vitesses.

- La structure à addition de couples additionne le couple de la machine électrique et la machine thermique afin de propulser le véhicule ou recharger les batteries .La connexion entre les deux se fait par courroie, poulie ou engrenage.
- La structure à addition de vitesses est principalement avantageuse pour les machines où le rendement énergétique est plus sensible aux vitesses qu'aux couples (moteur Stirling, turbine à gaz ...).la connexion dans ce cas est réalisé mécaniquement par un train planétaire (train épicycloïdale) ou électriquement par un transfo-moteur (ME dans le stator est alimenté par des bagues collectrices). A noter que le rechargement de la batterie est assurée par la ME aidée par le moteur thermique ce qui est un autre avantage puisqu'on aura que deux machines embarquées au lieu de trois (série) ; mais la complexité de contrôle et de la mise en place de dispositif mécanique liant les deux machines reste un grand désavantage. Le schéma de la figure 1.24 illustre cette structure.

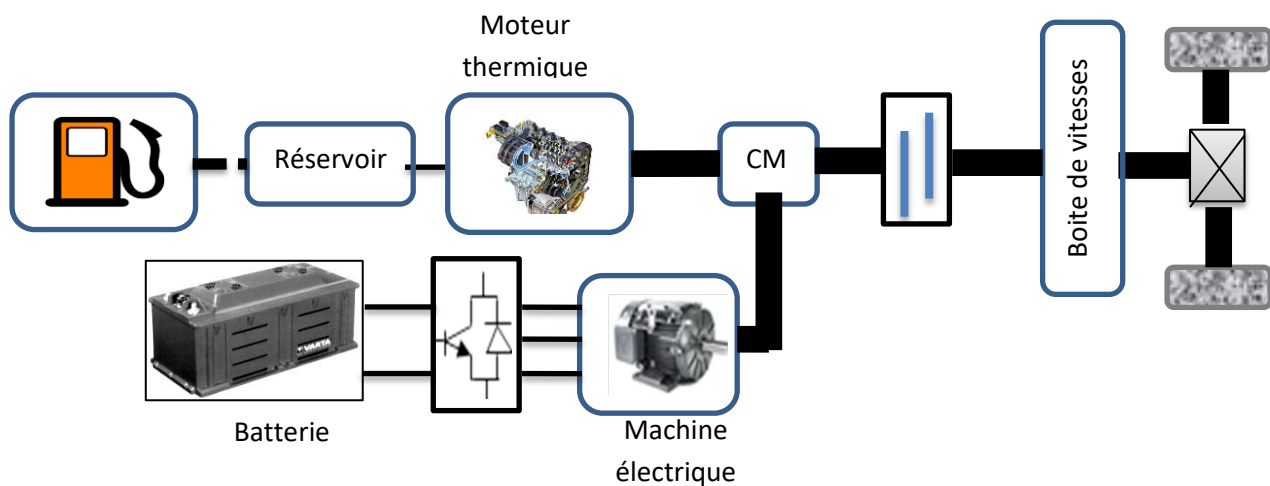


Figure 1.24 : Architecture d'un véhicule hybride parallèle[20]

### 1.16.3. Hybride mixte :

C'est une combinaison entre l'hybride parallèle à addition de couple et celle à addition de vitesse. Il existe diverses conceptions, la plus connue est celle utilisée par Toyota, un véhicule constitué de deux machines électriques, un moteur thermique et d'un train planétaire, la première machine est de faible puissance (quelques kw) et la seconde quelques dizaine de kw. Elles réalisent respectivement l'addition du couple et l'addition de la vitesse. À basse vitesse la traction est toute électrique et lors des fortes accélérations, le moteur thermique s'allume et fournit une puissance supplémentaire. La figure 1.25 ci-dessous donne le schéma de cette structure.

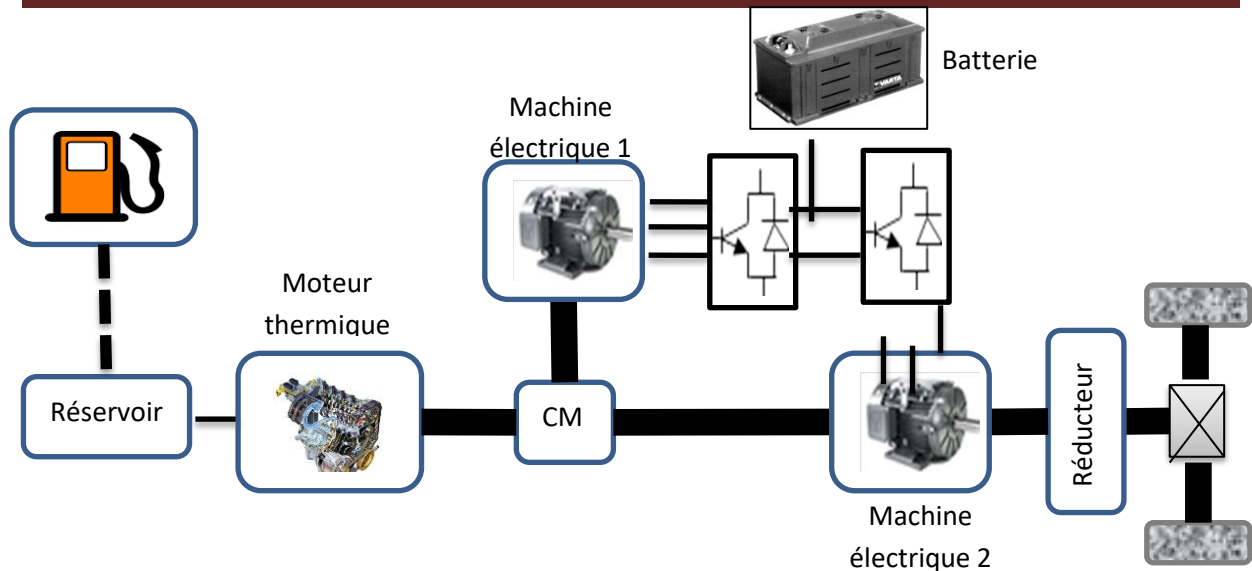


Figure 1.25 : Architecture d'un véhicule hybride mixte[20]

### 1.17. Les voitures récentes

La première voiture électrique réellement « moderne » de par sa technologie, et produite en série, a été la EV1 de General Motors, développée spécialement pour répondre aux sévères lois anti-pollution californiennes (programme ZEV, pour Zero Emission Vehicle). Construite à 1 117 exemplaires entre 1996 et 1999, elle est proposée en leasing sans option d'achat, et améliorée plusieurs fois (nouvelles batteries Nickel-Metal Hydride beaucoup plus performantes). En 2003, le programme est subitement arrêté, les voitures récupérées par GM et détruites [21], sauf quelques exemplaires conservés pour la recherche. Son Cx de 0,19 était tout à fait exceptionnel pour une auto de série.[1]



(a)



(b)

Figure 1.26: (a) Véhicule électrique la Tesla Roadster,  
(b) La Tesla model S une capacité de 483 km .[1]

La compagnie californienne Tesla Motors vend depuis 2008 une petite voiture de sport. La Tesla Roadster est une voiture électrique dont l'énergie provient uniquement d'une batterie de lithium. Malgré son prix de 84 000 à 100 000 euros, elle rivalise facilement avec des voitures trois fois plus chères. Zéro émission, 340 km d'autonomie, 0-100 km/h en moins de 4 secondes et une vitesse de pointe à 212 km/h, elle se recharge en quelques heures.

Plus récemment la firme a présenté sa berline familiale de luxe, le Model S. Avec un prix de base de 50 000 dollars, jusqu'à 480 km d'autonomie, recharge rapide en 45 minutes et

recharge complète en 4 heures, 0-100 km/h en 5,6 secondes, une vitesse maximale de 193 km/h et toujours zéro émission. Elle devrait sortir fin 2011, début 2012.

La société indienne « Reva Electric Car Company » produit depuis 2001 la REVA, une petite voiture électrique 2+2 places, d'une vitesse de pointe de 80 km/h et d'une autonomie nominale de 80 km. Vendue en Angleterre depuis 2003 sous le nom de G-Wiz, la REVA est maintenant disponible dans différents pays européens. Deux modèles sont disponibles depuis 2009 : la « REVAi », à batteries au plomb, et la « REVA Lithium-ion » à batteries lithium-ion, dont l'autonomie nominale est de 120 km.

En 2010 et 2011, Toyota et EDF ont testé une nouvelle voiture hybride dérivée de la Prius, en vue d'une future commercialisation. L'expérimentation a lieu dans la ville de Strasbourg. Cette voiture essence hybride est rechargeable sur une prise électrique domestique, ce qui permettra pour les petits trajets de rouler exclusivement à l'électricité, la propulsion essence étant dans ce cas réservée aux trajets plus longs. Les tests en utilisation normale ont débuté à l'automne 2007.

La ville de Strasbourg s'est associée à Toyota et un ensemble de partenaires industriels dans un programme pilote d'une durée de trois ans sur l'utilisation de véhicules hybrides rechargeables. Une flotte de cent Toyota Prius a été louée à des entreprises et organismes publics pour l'usage personnel et professionnel des employés désirant participer à l'opération. Schneider Electric a fourni 135 bornes de recharge, installées sur les sites des entreprises partenaires et au domicile des particuliers engagés ainsi qu'un système de gestion de l'énergie. Les infrastructures pilotes empêchent les conducteurs de recharger leur véhicule durant les pics de consommation, à un moment où les producteurs d'électricité auraient à utiliser des combustibles fossiles pour fournir plus d'énergie. Les bornes de recharge offrent des fonctionnalités avancées telles que l'arrêt automatique du courant lorsque le cordon est débranché ou si la batterie est entièrement chargée. Les conducteurs et les gestionnaires de flottes peuvent également avoir accès en temps réel à des informations sur la disponibilité des bornes à proximité et l'avancement de la charge. Le projet de Strasbourg permettra aux constructeurs automobiles d'utiliser les résultats de cette expérimentation en conditions réelles pour développer leurs futurs produits et donnera aux fournisseurs d'électricité des informations précieuses sur le comportement des utilisateurs afin d'envisager des solutions de gestion optimales de l'impact du chargement des véhicules électriques sur le réseau.

Lors du salon de Tokyo d'octobre/novembre 2007, Mitsubishi a présenté son iMiev sport (iMiev pour : Mitsubishi Innovative Electric Véhicule) et Subaru son concept car G4e. Ces deux voitures tout-électrique ont une autonomie de 200 km.

La fin 2010 est une période importante pour le grand public désirant une automobile électrique : pour la première fois, deux offres de constructeurs établis sont disponibles, qui sont des véhicules conçus dès le départ en tant que voitures électriques. Le constructeur américain General Motors commercialise aux États-Unis depuis décembre 2010 un véhicule à moteur électrique et générateur d'appoint thermique, la Chevrolet Volt. Ce véhicule devrait ensuite être commercialisé en Europe sous le nom d'Opel Ampera d'ici début 2012. En parallèle, Nissan lance d'abord aux États-Unis, puis en Europe, sa LEAF, dont l'énergie est seulement stockée dans des batteries.

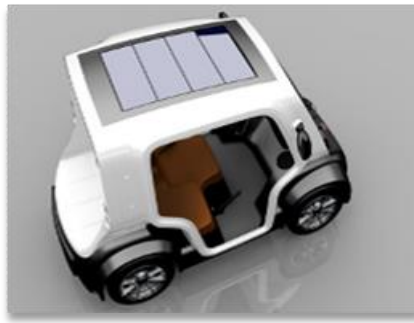


Figure 1.27 : L'Eclectic , de Venturi équipé d'un panneaux solaires.[4]

La voiture électrique Volkswagen (NILS) (figure 1.28.a) est une voiture aux performances hors du commun. Cela reste un véhicule sportif à 1 place uniquement destiné à un usage en ville, puisque son autonomie est de seulement 64 km. Heureusement, cela ne prend que deux heures pour recharger complètement la batterie au lithium-ion. Côté gabarit, elle mesure 3 mètres de long, 1,20 mètre de haut et 1m40 de large, et elle pèse seulement 460 kg (châssis en aluminium). Avec son moteur de 25 kW et 130 Nm de couple, la voiture peut atteindre les 130 km/h et faire l'exercice du 0-100 km/h en 11 secondes. La NILS dispose aussi d'un système anticollision lorsque le véhicule s'approche trop près d'une autre voiture. Depuis sa sortie sur le marché, voici quelques années, l'Audi A2 (figure 1.28.b) est toujours très compétitive au niveau de la technologie ; malheureusement, à cause de son prix relativement élevé, les ventes n'ont pas explosé.



(a)



(b)

Figure 1.28 : (a) La Volkswagen (NILS),(b) l'Audi A2.[1]

Avec un poids allégé, une carrosserie en aluminium aux lignes aérodynamiques et un moteur économique, l'Audi A2 Concept se veut être une voiture électrique nouvelle génération. De dimensions modestes, elle ne mesure que 3,8 mètres de long, 1,68 mètre de large et 1,49 mètre. Cependant, son espace dans son habitacle accueille quatre personnes. En effet, le constructeur allemand a mis l'accent sur le confort de l'intérieur de la voiture.



(a)



(b)

Figure 1.29 : (a) Véhicule électrique au cours de recharge,  
(b) Tableau de bord d'un véhicule électrique : l'état de charge.[1]

### **1.18. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a essayé de mettre en évidence l'historique et le principe de développement des différentes technologies émergentes pour les véhicules utilisant un mode de propulsion solaire. Le véhicule électrique solaire semble être la réponse moderne aux problèmes d'émissions de gaz à effet de serre et de l'épuisement des ressources fossiles. De plus, ils possèdent de nombreux autres avantages, ils sont silencieux, sans pollution environnementale locale, sans consommation à l'arrêt et possèdent un bon rendement énergétique global. Cependant, le problème de stockage d'énergie embarquée fait que les VES ont de faibles performances. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation d'un véhicule solaire à deux roues motrices.

# *Chapitre 02*

*Modélisation d'un véhicule  
solaire a deux roues  
motrices*

## 2.1. Introduction :

Les entraînements régulés (associations machine électrique-convertisseur statique-commande) sont aujourd'hui utilisées dans toutes les applications requérant la variation de vitesse ou la commande de position, leur domaine d'application est donc très vaste et il comprend notamment l'industrie de la voiture électrique, de la traction électrique (métro et train) et l'aérospatial. Il existe une grande variété de moteurs électriques, pouvant être utilisés comme machine d'entraînement, et par conséquent, plusieurs types d'entraînement électronique peuvent être utilisés pour la commande en couple. La plupart des processus réels sont non-linéaires et non-stationnaires. On peut donner comme exemples le caractère non-linéaire de la saturation magnétique, l'évolution des résistances électriques avec la température, l'usure des parties mécaniques, pour se briser au domaine des machines électriques.

A ces causes internes du problème de robustesse, on peut ajouter les perturbations externes. Elles ne sont pas connues a priori et peuvent être très variables dans le temps. L'inclinaison de la route, ainsi que son état, représentent un exemple de perturbations classiques qui affectent un véhicule automobile. De plus, des hypothèses simplificatrices sont nécessaires afin de faciliter la modélisation du processus. Elles sont indispensables pour une réalisation technologique de la commande (temps réel), mais elles écartent le modèle obtenu de la réalité du processus à présenter.

Toute commande est donc conçue à partir d'un modèle idéalisé et simplifié d'un système réel qui peut être méconnu, mal identifié, en outre non-linéaire et non-stationnaire. La commande doit non seulement imposer la réponse du processus, mais également maintenir son comportement face aux dérives des paramètres physiques, aux perturbations externes et cela, en dépit des imperfections du modèle.

Le choix du moteur de traction s'est porté sur un moteur asynchrone. Le présent chapitre est consacré à la modélisation et simulation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique.

## 2.2. Modélisation de la chaîne de traction :

Le système de traction électrique (figure 2.1) est l'organe principal du véhicule électrique. Ce dernier est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant deux roues motrices.[2]

La (figure 2.1) illustre le système de propulsion électrique constitué des blocs suivants :

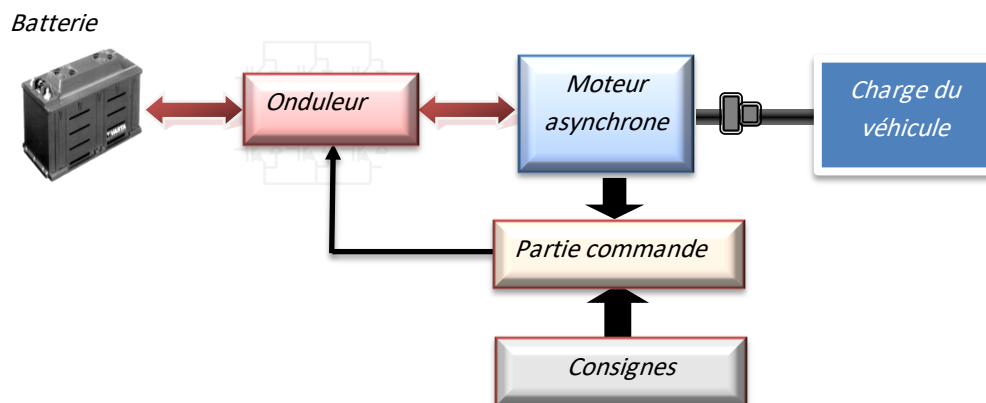


Figure 2.1 . Chaîne de traction . [3]

## 2.3. Modélisation et Simulation de Convertisseur de Fréquence :

### 2.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension à MLI :

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée UE est appliquée à l'onduleur figure 2.2.[1][22]

Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans le moteur asynchrone une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu, donc Un onduleur de tension peut assumer seulement huit topologies distinctes. [22]

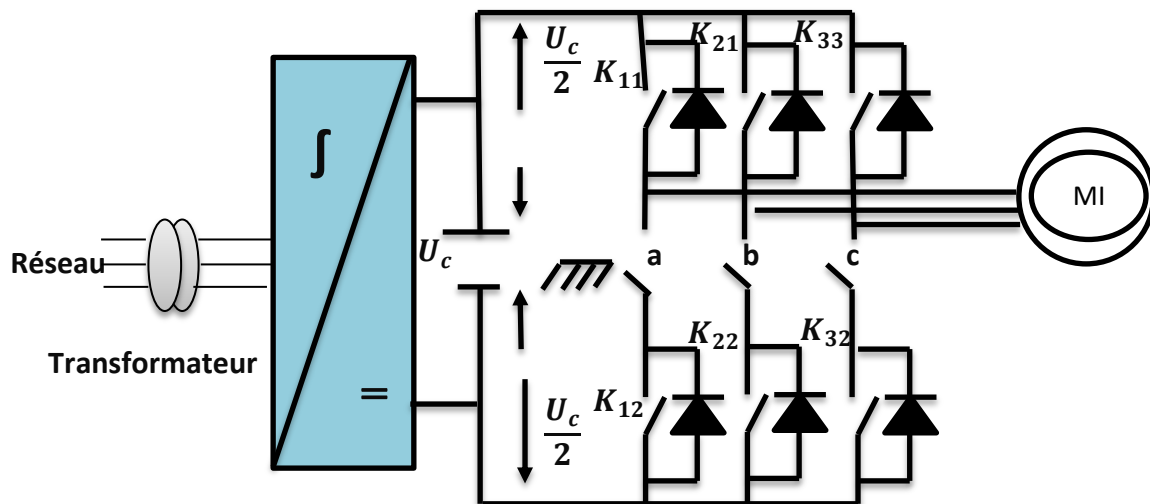


Figure 2.1. Schéma de l'onduleur triphasé de tension. [22]

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement.

Il est pratiquement vrai que les :

- Transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissance relativement faible.
- Transistors bipolaires, moins rapides que les MOSFET mais plus puissants (quelque KHz à une dizaine de KW).
- Transistor IGBT, sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW).
- Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances.
- Les thyristors, sont commandables à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur

La puissance [KW] comme étant la fonction de puissance [KHz] peut être schématisé comme suit :

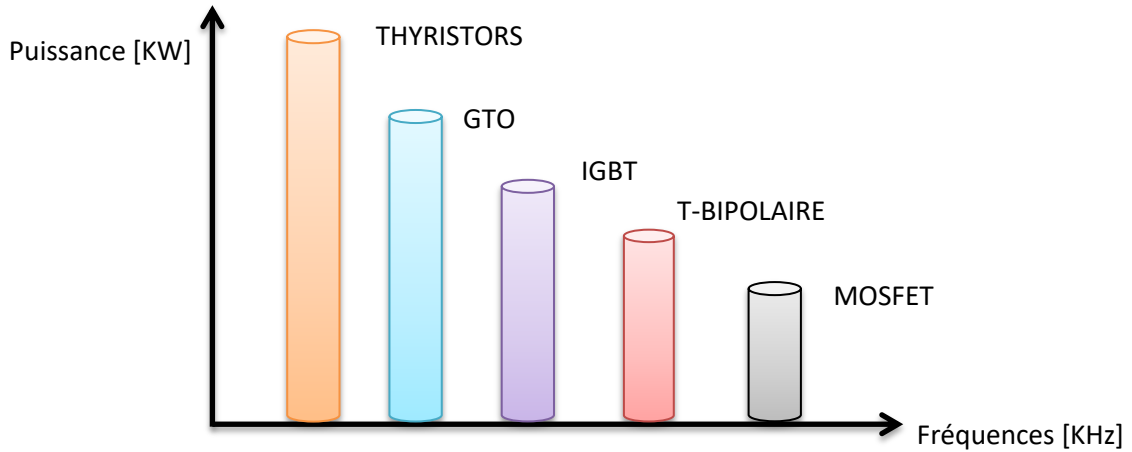


Figure 2.2. Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation. [22]

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement. Il est particulièrement vrai que les transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissances relativement faibles. Les transistors bipolaires, moins rapides que les MOSFET mais ont l'avantage d'être plus puissants (quelque KHz à une dizaine de KW). Les transistors IGBT, sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW). Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances. Les Thyristors, sont commandés à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur. La puissance [KW] comme étant la fonction de la fréquence [KHz] peut être schématisée par la (figure 2.3).[22]

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ):

$S_i = 1$ , le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.

$S_i = 0$ , le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases  $U_{ina,b,c}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  :

$$U_{ina,b,c} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (2.1)$$

Les trois tensions composées,  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" (figure 2.2).

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{oa} \end{cases} \quad (2.2)$$

Soit "n" le point neutre du côté alternatif (MAS), alors on considère que la charge est considérée équilibrer, il en résulte

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{noc} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.3)$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.4)$$

La substitution nous donne :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{2}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (2.5)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permettent de générer huit vecteurs de tensions dont deux correspondent au vecteur nul comme la montre la (figure.2.4)

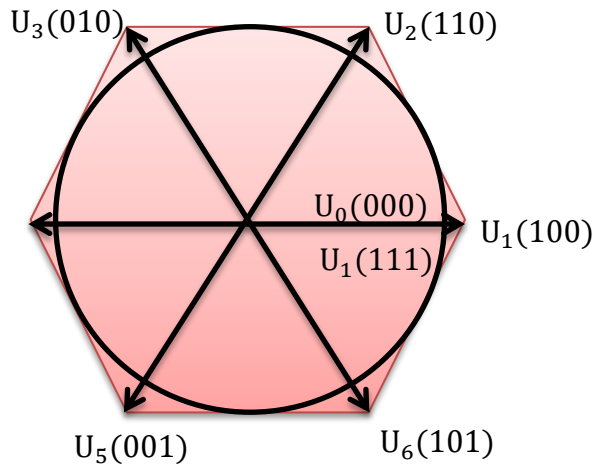


Figure 2.3. Vecteur tension d'état de l'onduleur. [22]

L'utilisation de l'expression (2.5) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec  $V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$  comme les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et si  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

### 2.3.2. Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) :

Elle consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation). La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire (ou en dents de scie) et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur. [1].[23]

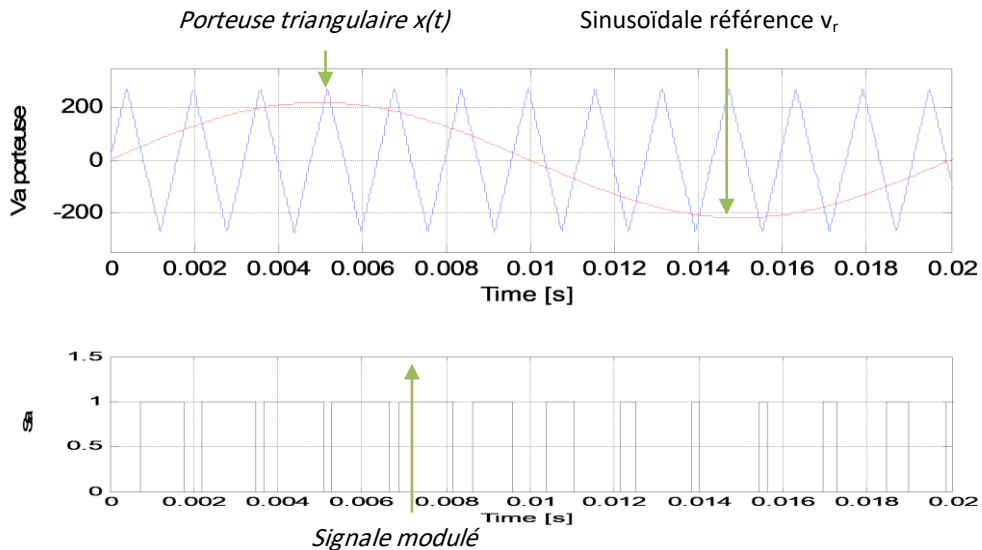


Figure 2.4. MLI sinus-triangular. [24]

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus utilisées sont: la naturelle, la régulière, l'optimisée (élimination des harmoniques non désirées), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis. L'objectif de la MLI, c'est la minimisation ou la réduction des oscillations sur la vitesse le couple et les courants. Cela permettra de réduire la pollution du réseau électrique en harmonique, avec minimisation des pertes dans le système. Par conséquent, ça permet d'augmenter le rendement. Donc, dans ce travail, on va utiliser la MLI naturelle en se basant sur la comparaison entre deux signaux figure 2.5.

Le premier c'est le signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire, si les fréquences :

$$f_{\text{porteuse}} = 20f_{\text{référence}}$$

Pour cela on va choisir deux valeurs pour  $f_{\text{porteuse}}$  1Khz et 2Khz c'est à dire  $20f_s$  et la on peut réglée la tension de sortie de l'onduleur en agissant sur l'indice d'amplitude

$V_{\text{mode}}$  :

$$V_{\text{mode}} = \frac{V_p}{V_m}$$

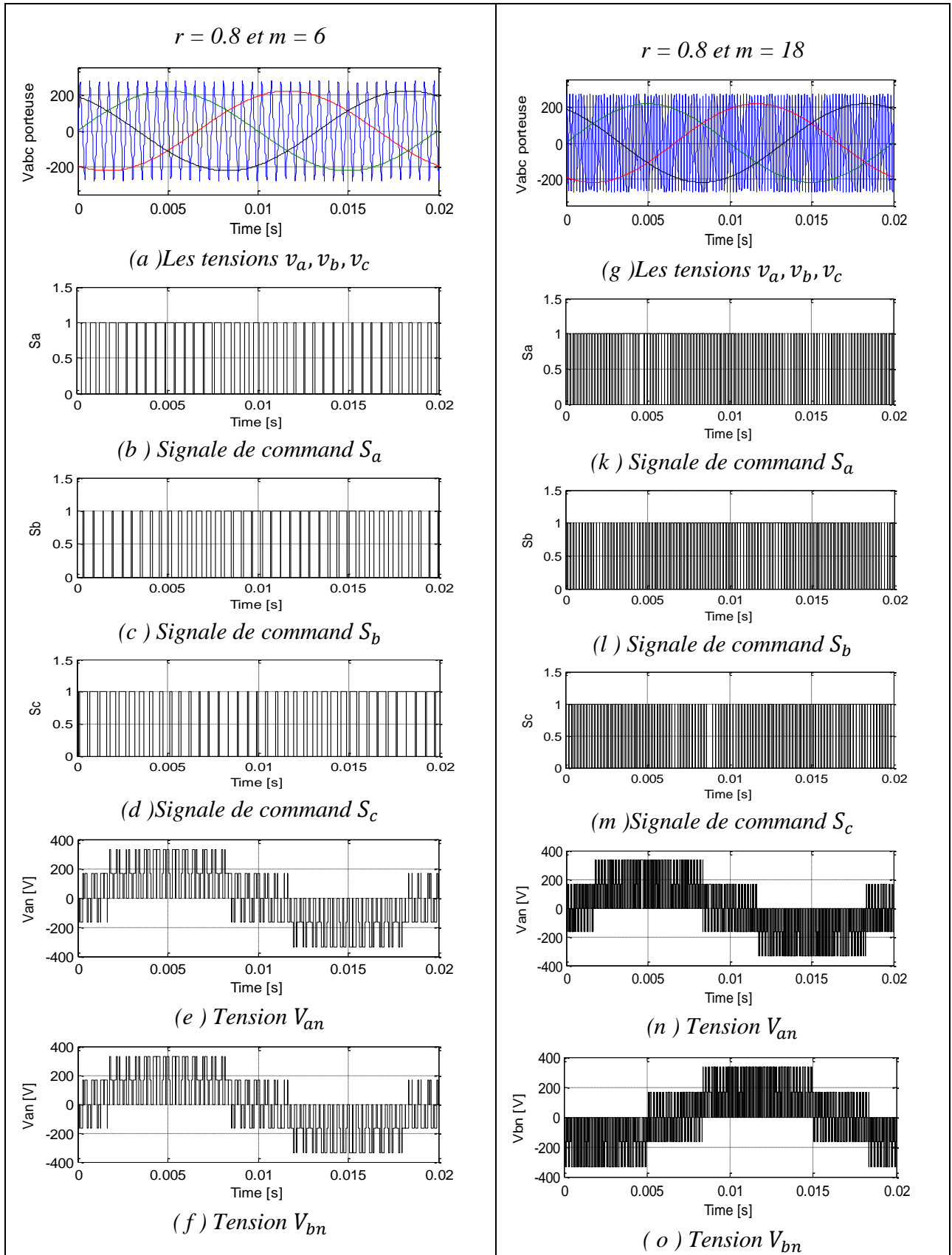
$V_p$  : Valeur de crête de la porteuse.

$V_m$  : Valeur maximale de la tension de référence.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement :

$$V_{1\text{max}} = \frac{U_c}{2} V_{\text{mod}}$$

$U_c$  : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.



### 2.3.3. Résultats des simulations :

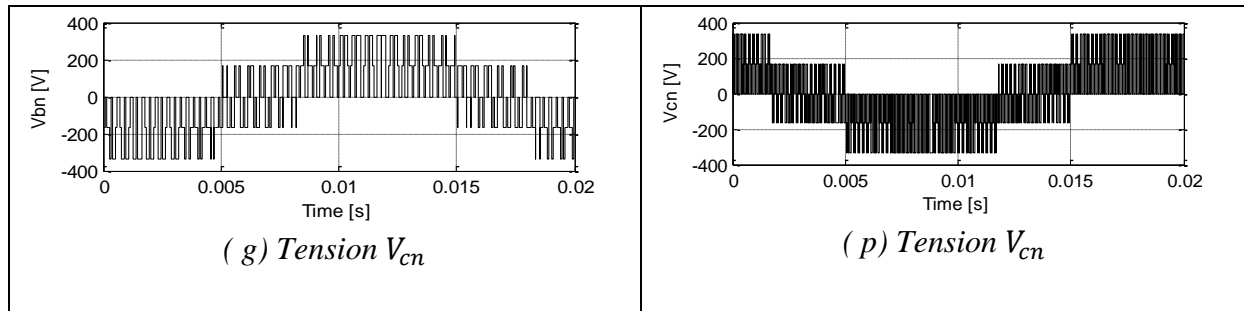


Figure 2.5. Signaux de commande et allures des tensions statoriques pour  $m=6$  et 18.

### 2.3.4. Interprétation des résultats :

Dans cette partie, nous avons présenté les signaux de commande conducteurs de l'onduleur triphasé, générés par la commande MLI, ainsi les différentes formes des tensions de l'onduleur. D'après les résultats de simulation obtenus on constate ce qui suit :

La figure 2.6 montre qu'une augmentation dans l'indice de modulation améliore l'allure de tensions statorique qui s'approche de plus en plus de la forme sinusoïdale. Cette amélioration se répercute sur le couple électromagnétique en atténuant la valeur crête à crête de son ondulation en régime permanent, donc présente moins d'ondulation. Le choix de l'indice de modulation utilisé dans la commande MLI sinus-triangle dépend aussi du type d'interrupteurs utilisés dans la conception de l'onduleur. L'indice de modulation  $m = 18$  convient parfaitement aux IGBT se trouvant sur le marché. Ceci montre que la MLI sinus-triangle peut apporter une amélioration appréciable dans la tension de sortie. Elle peut permettre l'alimentation de la machine asynchrone.

### 2.3.5. Moteur de traction :

Le moteur utilisé est de type synchrone triphasé à aimants permanents. L'intérêt de ce type de machine est sa grande fiabilité, son rendement plus élevé, sa possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes, sa puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués. Pour la Partie mécanique. Il existe une transmission mécanique comprenant un réducteur entre le moteur et la roue. Dans cette partie, on présente la manière dont on a modélisé ces différents éléments afin d'élaborer des lois de commande

## 2.4. Modélisation de la machine asynchrone :

### 2.4.1. Introduction :

La commande d'un processus physique ne peut être correctement effectuée sans sa représentation mathématique. Celle-ci est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin de concevoir une structure de commande, il est nécessaire de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande. Sachant qu'une bonne commande doit faire face à la possibilité de changement du processus réel. Néanmoins, le modèle doit incorporer tous les effets dynamiques importants qui se passent durant les opérations de régimes transitoire et permanent. De plus, le modèle doit être valide pour un changement de la commande de l'onduleur telle que la commande par courant ou par tension.

Dans cette partie est consacrée à la modélisation du système onduleur-machine asynchrone (MAS), la représentation mathématique de la MAS dans une référence triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des références biphasées. [1]

#### 2.4.2. Description de la machine asynchrone :

Parmi tous les types de machines à courant alternatif, la machine à induction, particulièrement le type à cage d'écureuil est la plus utilisée dans l'industrie. Ces machines sont économiques robustes et fiables, et sont disponibles dans une gamme de faible puissance à des puissances élevées. La machine asynchrone triphasée est composée d'un stator fixe et d'un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine, figure 2.7.

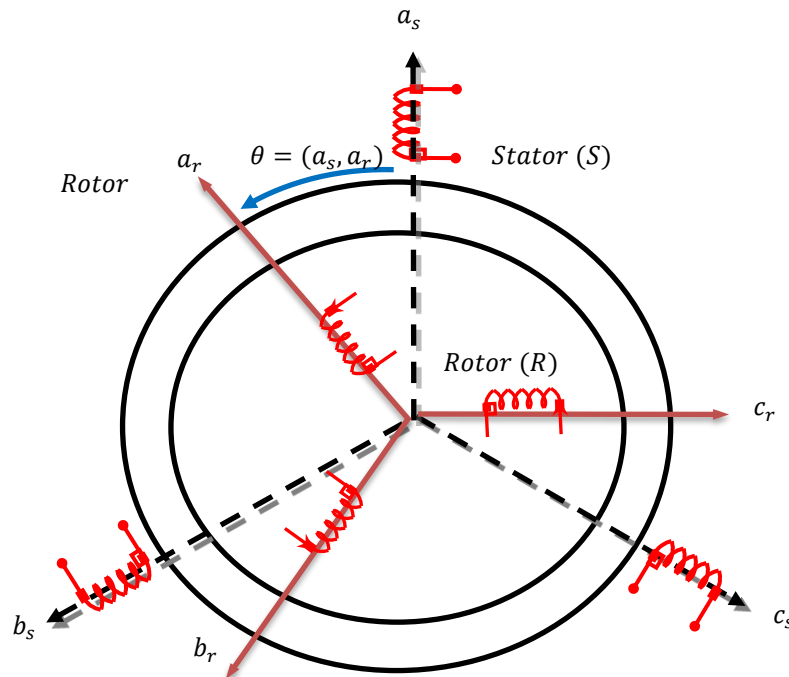


Figure 2.7. Représentation idéale de la MAS triphasée[25]

Trois enroulements identiques ( $a_s, a_b, a_c$ ) à  $p$  paires de pôles sont logés dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator. Leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ .

Les tensions des phases du stator sont obtenues soit par un réseau triphasé des tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes, soit par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut-être réalisée soit par :

- Un système d'enroulements triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents.
- Une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétique équivalente à la première. [25]

### 2.4.2.1. Stator (inducteur) :

C'est un anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'une machine synchrone. Cet enroulement est presque toujours relié à la source d'alimentation, il constitue le primaire. L'enroulement est alimenté en triphasé par l'intermédiaire de la plaque à bornes de la machine, ce qui le permet de l'alimenter en couplage étoile ou en triangle. [25]



Figure 2.8. Stator d'un moteur asynchrone

### 2.4.2.2. Rotor (induit)

C'est un anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique au stator et séparé de lui par un entrefer constant. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant ainsi le secondaire. Le courant dans ses enroulements est induit uniquement par le champ statorique, car le rotor n'est lié à aucune source électrique extérieure.[25]



Figure 2.9. Rotor d'un moteur asynchrone

### 2.4.3. Principe de fonctionnement:

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par le courant triphasé fournie à l'enroulement statorique par le réseau, est des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant est différente de celle du rotor.[26]

Le champ statorique tourne à la vitesse :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

$\omega_s$  : la pulsation du courant de la tension statorique, et  $p$  le nombre de paires de pôles. La vitesse mécanique du rotor est notée  $\Omega$ .

Le rapport  $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$  est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

Dans le repère rotorique toutes les grandeurs électriques ont une pulsation  $(1 - g)\omega_s$ .

#### 2.4.4. Modélisation d'une machine asynchrone triphasée :

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement est négligeable.

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [27]

#### 2.4.5. Modèle dynamique :

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension, dont l'amplitude et la fréquence des courants statorique réglables.

La machine représentée à la Figure 2.10 par ses six enroulements dans l'espace électrique ; l'angle  $\alpha$  repère l'axe de la phase rotorique de référence  $\vec{R}_a$  par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence  $\vec{S}_a$ . Les flux sont comptés positivement selon les axes des phases ; le sens des enroulements est repéré conventionnellement par un point(.) : un courant positif entrant par le point crée un flux positif dans l'enroulement.

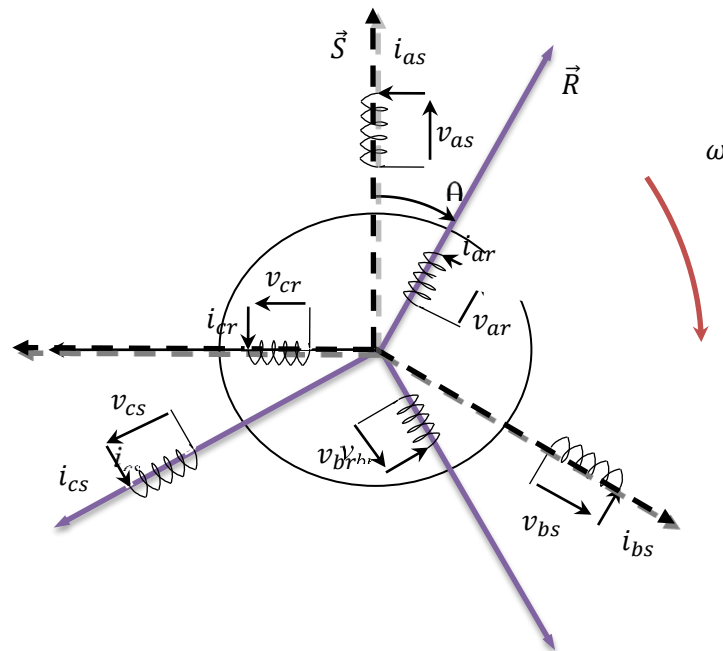


Figure 2.10. Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

### 2.4.6. Equations de la machine :

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en Figure 2.11. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles même est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

Les six enroulements (ar, br, cr et as, bs, cs) obéissent aux équations matricielles.

$$[V_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (2.8)$$

$$[V_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (2.9)$$

#### 2.4.6.1. Equation liée au stator :

$$\begin{cases} V_{as} = R_{as} i_{as} + \frac{d}{dt} (\Phi_{as}) \\ V_{bs} = R_{bs} i_{bs} + \frac{d}{dt} (\Phi_{bs}) \\ V_{cs} = R_{cs} i_{cs} + \frac{d}{dt} (\Phi_{cs}) \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{ab} \\ V_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Tel que :  $R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$

$R_s$  : Résistance propre d'une phase statorique

#### 2.4.6.2. Les équations liées au rotor

$$\begin{cases} V_{ar} = R_{ar} i_{ar} + \frac{d}{dt} (\Phi_{ar}) \\ V_{br} = R_{br} i_{br} + \frac{d}{dt} (\Phi_{br}) \\ V_{cr} = R_{cr} i_{cr} + \frac{d}{dt} (\Phi_{cr}) \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{ar} & 0 \\ 0 & 0 & R_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Tel que :  $R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$

$R_r$  : Résistance propre d'une phase rotorique

#### 2.4.6.3. Equations magnétiques :

Les équations magnétiques sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t \quad (2.15)$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}, [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = [M_{sr}] \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

$M_{sr}$ : représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique lorsque celles-ci sont en regard l'une de l'autre.

$I_s$ : Inductance propre d'une phase statorique.

$I_r$ : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$ : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

$M_r$ : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

$\theta_r$ : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante.

Les équations différentielles décrivant le fonctionnement de cette machine étant fonction de  $\theta_r$  (système à résolution difficile). L'application de la transformation de Park s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

A partir des équations précédentes on peut tirer les équations électriques suivantes :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [I_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [I_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \} \end{aligned} \quad (2.20)$$

#### 2.4.6.4. Equation mécanique :

La relation entre le couple et la vitesse est donnée par l'équation fondamentale de la mécanique suivante : [21]

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_e \Omega \quad (2.21)$$

Avec

$J$  : moment d'inertie de la partie tournante.

$\Omega$  : vitesse mécanique de rotation (angulaire).

$f_e$  : Coefficient de frottement visqueux

$C_r$  : couple résistant.

$P$  : nombre de paires de pôle.

L'équation mécanique (1.19) peut s'écrire comme suit :

$$C_{em} - C_r = \frac{J}{P} \frac{dw_m}{dt} + \frac{f_c}{P} w_m \quad (2.22)$$

### 2.4.7. Transformation de Park :

Elle consiste à faire un changement de variable qui permet de passer d'un système triphasé à un système biphasé où les variables sont indépendantes les uns par rapport aux autres, on faisant intervenir l'angle entre les axes magnétiques des enroulements et les axes d (direct) et q (quadratures) [6].

La matrice de transformation est donnée par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Et la matrice de transformation inverse est :

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

### 2.4.8. Cas particulier de la transformation de Park :

Dans le cas particulier où  $\theta_s$ . La transformation de Park devient soit la transformation de Clark dans le cas de non conservation de puissance ( $C = 2/3$ ) Soit la transformation de Concordia dans le cas contraire ( $C = \sqrt{2}/3$ ).

a) **Transformation de Clark** : c'est une transformation triphasé biphasée définie par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Et son inverse est :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

b) **Transformation de Concordia** : c'est la transformation de Clark normée, définie par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Et son inverse est :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

## 2.4.9. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone :

### 2.4.9.1. Equations électriques :

La substitution des enroulements fictifs  $d_s, q_s, d_r, q_r$  aux enroulements triphasés permet l'écriture des équations suivantes, figure (2.11) :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.29)$$

### 2.4.9.2. Equations magnétiques :

On applique la transformation de PARK aux équations de flux et de courants, on trouve les relations électromagnétiques de la machine généralisée soit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

avec :  $L_s = l_s - m_s$

$L_s = l_s - m_s$  : Inductance mutuelle (cyclique) des armatures statorique.

$L_r = l_r - m_r$  : Inductance mutuelle (cyclique) des armatures rotorique.

Et  $M_{sr} = 3/2 m_{sr}$  : Inductance mutuelle (cyclique) des armatures rotor-stator

Où :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  est le coefficient de dispersion total.

## 2.4.10. Model d'état de la machine asynchrone :

### 2.4.10.1. Description :

Dans une référence liée au stator la représentation d'état dans cette référence est utilisée dans la conception de la commande directe du couple, cette référence est notée  $(\alpha, \beta)$

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \varphi_{\alpha s} \\ V_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \varphi_{\beta s} \\ 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \varphi_{\alpha r} + \omega_m \varphi_{\beta r} \\ 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \varphi_{\beta r} - \omega_m \varphi_{\alpha r} \end{cases} \quad (2.32)$$

### 2.4.10.2. Equations d'état :

En remplaçant les expressions des courants (2.25) dans l'équation (2.27), on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (2.33)$$

Où

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta s} \\ \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta s} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{MR_s}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{MR_s}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_m \\ 0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} & \omega_m & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$\frac{1}{T_s} = \frac{R_s}{L_s}$ ,  $T_s$ : Constant de temps statorique.

$\frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r}$ ,  $T_r$ : Constant de temps rotorique.

### 2.4.11. Choix des référentiels :

Un référentiel d'équation a pour objectif de simplifier au maximum les expressions analytiques d'un système, dans le cas de la machine asynchrone trois types de référentiel [29].

#### 2.4.11.1. Référentiel lié au stator :

Utilisé dans le cas de l'étude des grandeurs rotoriques ou de la variation de vitesse de rotation Dans ce cas on pose :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (2.35)$$

#### 2.4.11.2. Référentiel lié au rotor :

Utilisé dans le cas de l'étude des grandeurs statoriques ou l'étude des régimes transitoires quand la vitesse de rotation est considérée constante. Dans ce cas on pose [29]:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (2.36)$$

### 2.4.11.3. Référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel n'introduit pas de simplification. Cependant c'est le référentiel le plus utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable et dans l'étude de la transmittance du moteur relativement à de petites variations autour d'un régime de fonctionnement donné. [23]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_m \quad (2.37)$$

D'où les équations électriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + \omega_s \Psi_{qr} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{dr} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (2.38)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.39)$$

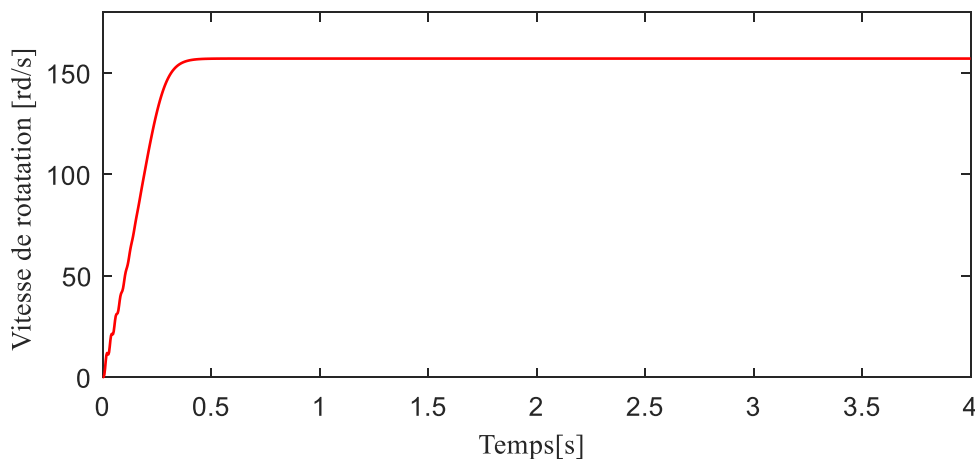
### 2.4.12. Résultats de simulations :

La simulation a été effectuée sous environnement MATLAB/SIMULINK sur le comportement d'une machine asynchrone triphasée. Les paramètres de la machine utilisée dans l'annexe

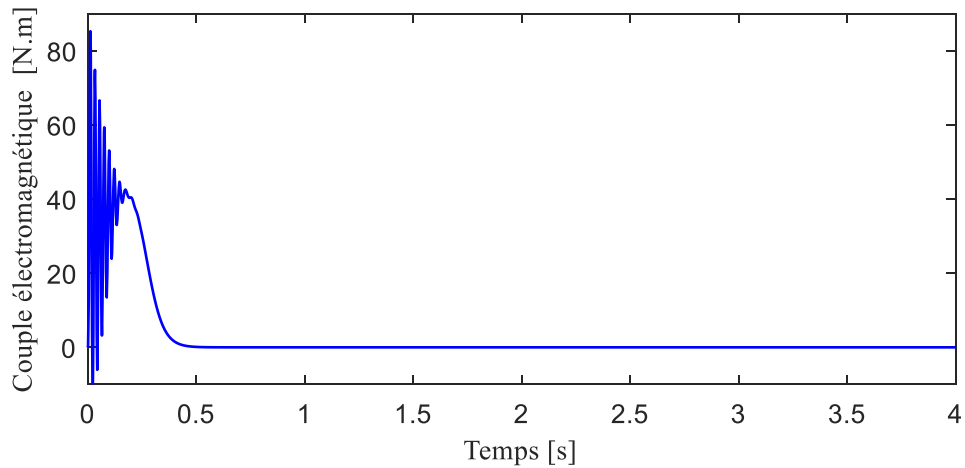
#### Démarrage à vide :

Selon les courbes dans la Figure 2.11, on remarque que:

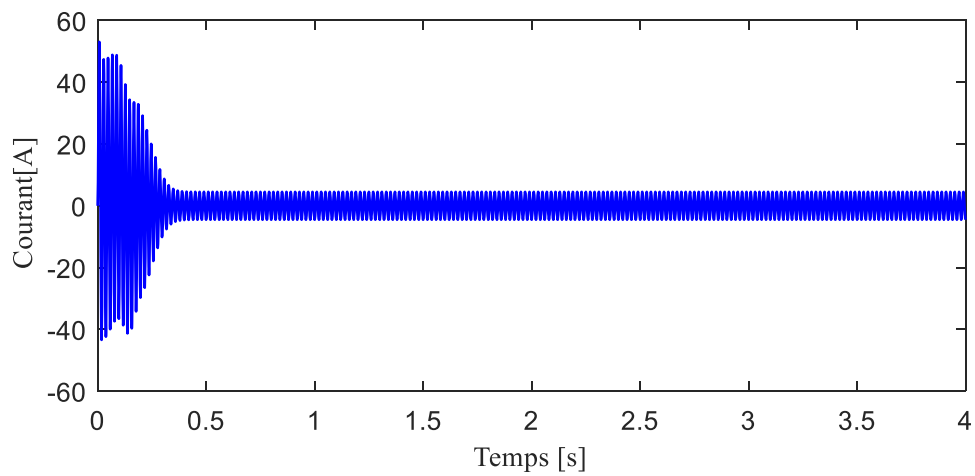
le régime transitoire dure 0.5 s et que la vitesse reste constante autour de 156 rd/s et le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 85 *N.m* de 3.4 fois le couple nominale qui est de 25 *N.m*



(a): Vitesse de rotation



(b) : Couple électromagnétique

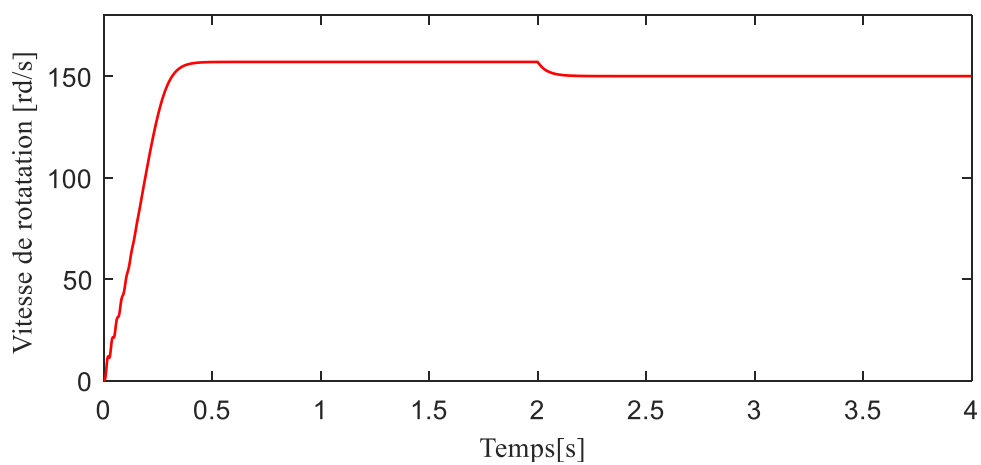


(c) : Courant statorique

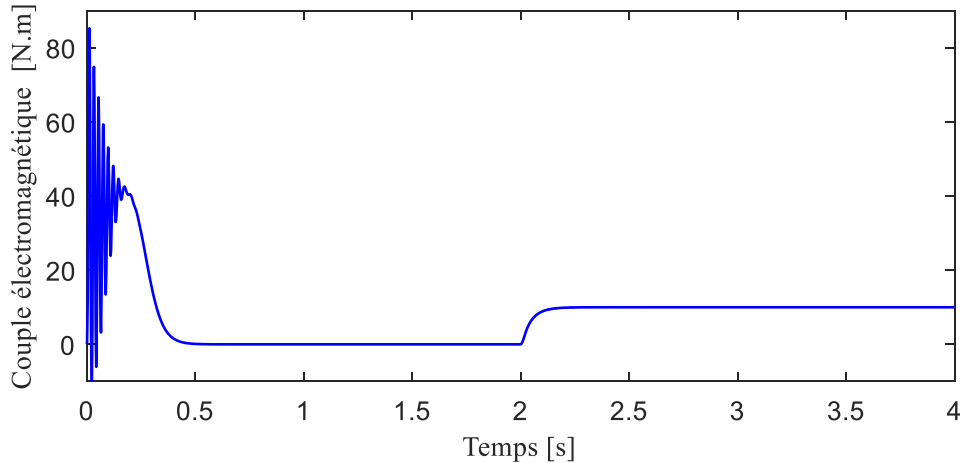
Figure 2.11: Comportement dynamique du moteur asynchrone l'or du démarrage à vide.

**Démarrage en charge :**

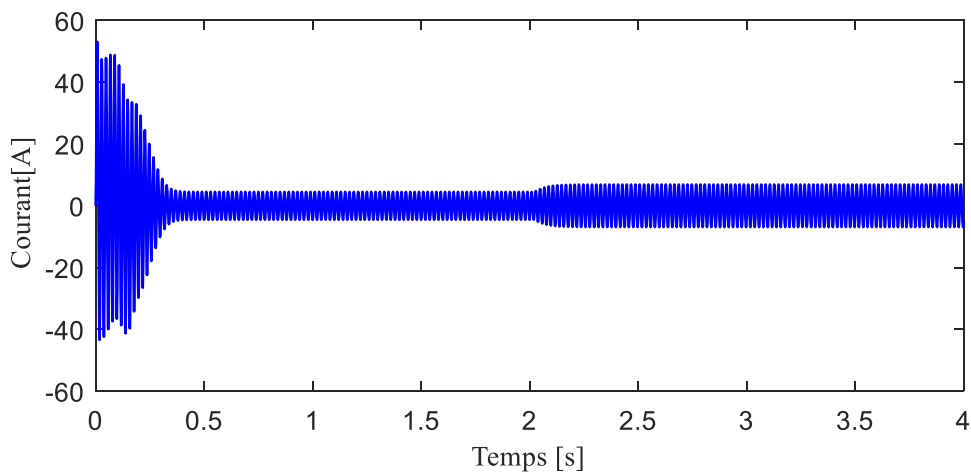
La (Figure 2.12) présente les résultats de simulation lorsque du moteur asynchrone avec un couple de charge de 10N.m à l'instant  $t=2s$ .



(a): Vitesse de rotation



(b) : Couple électromagnétique



(c) : Courant statorique

Figure 2.12 : Comportement dynamique du moteur asynchrone l'or de l'application d'un couple de charge de 10N.m.

### Commentaire de simulation

- **A vide :** Le courant d'appel ou de démarrage est égal à 3 fois environ le courant nominal. Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Quant au couple électromagnétique, on constate qu'au démarrage il est pulsant et atteint des pics de 85  $N.m$ . Ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique du moteur au démarrage. Une fois le régime permanent établi, le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 0.17  $N.m$  qui correspond à des pertes par frottement. La vitesse atteint sa valeur nominale au bout de 0.5sec. Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1489 tr/min.
- **En charge :** Avec une application d'un couple de charge de 10N.m à l'instant  $t = 2s$ , et on remarque une diminution de la vitesse de rotation et une augmentation des courants statoriques. Ceci se répercute sur le couple électromagnétique qui augmente afin de compenser le couple de charge et les pertes de frottement

## **2.5. Conclusion :**

Ce chapitre décrit le fonctionnement et la modélisation du véhicule solaire à deux roues motrices. Il est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. Ce modèle est fortement non linéaire. En un premier temps les équations différentielles qui régissent le comportement dynamique de la machine à induction ont été élaborées en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Par la suite nous avons procédé à la transformation d'axes (transformation de Park) qui permet de simplifier la modélisation du système en nombre d'équations et de grandeurs. Une simulation en SIMULIK sous MATLAB du modèle fictif a permis de suivre le comportement des grandeurs qui régissent le fonctionnement de la machine et qui a montré le couplage du flux au couple. Le chapitre suivant consacré sur La commande directe du couple d'un véhicule électrique solaire à deux roues motrices.

# *Chapitre 03*

*La commande directe du  
couple d'un véhicule  
électrique solaire a deux  
roues motrice*

### 3.1. Introduction :

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) introduite en 1985 par TAKAHASHI utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques.[28]

Ce type de commande repose sur la détermination « direct » de la séquence de commande appliqué aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et de couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutation).[29]

L'absence de boucle de contrôle des courants, de transformation de parque et de MLI pendant la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux statorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30KHz).

Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple, ainsi que les résultats obtenus par simulation.

### 3.2. Définition d'une commande directe de couple :

La commande directe du couple (en anglais, Direct Torque Control (DTC)) est une technique de plus en plus utilisée pour la commande de l'association onduleur de tension-machine asynchrone. Ce système peut être considéré comme un système dynamique hybride dont la composante continue est la machine asynchrone et la composante discrète, l'onduleur de tension. [30]

La figure (2.1), Montre un moteur asynchrone triphasé alimenté par un convertisseur qui est branché à une source de tension continue  $U_c$ , l'ouverture et la fermeture des interrupteurs suivent un programme spécial. Contrairement à la méthode MLI, la fréquence de découpage, n'est pas constante, mais dépend des valeurs instantanées du couple  $T_M$  développé par le moteur et du flux  $\varphi_c$  du stator.

Le flux désiré  $\varphi$  peut avoir toute valeur comprise entre une valeur supérieure  $\varphi_{sa}$  et une valeur inférieure  $\varphi_{sb}$ . Plus la bande de tolérance est étroite, plus le flux sera contrôlé avec précision. Lorsque  $\varphi_s$  descend en dessous de  $\varphi_{sb}$ , un signal logique transmis au convertisseur indique lesquels des interrupteurs doivent changer d'état de façon à augmenter le flux. De même, lorsque  $\varphi_s$  passe au dessus de  $\varphi_{sb}$  le signal logique indique lesquels des interrupteurs doivent changer d'état de façon à baisser le flux. Enfin lorsque  $\varphi_s$  se maintient à l'intérieur de la bande de tolérance, l'état momentané des interrupteurs demeure inchangé pour autant que le couple  $T_M$  possède aussi la valeur désirée. Les mêmes remarques s'appliquent au couple  $T_M$  qui doit se maintenir entre les seuils  $T_a$  et  $T_b$  voir figure (3.1). Par exemple, lorsque le couple  $T_M$  développé par le moteur passe sous le seuil  $T_b$ , le convertisseur reçoit un signal logique pour changer l'état des interrupteurs afin d'augmenter le  $T_M$ , comme dans le cas du flux, le couple  $T_M$  oscille continuellement et rapidement entre les seuils  $T_a$  et  $T_b$ .

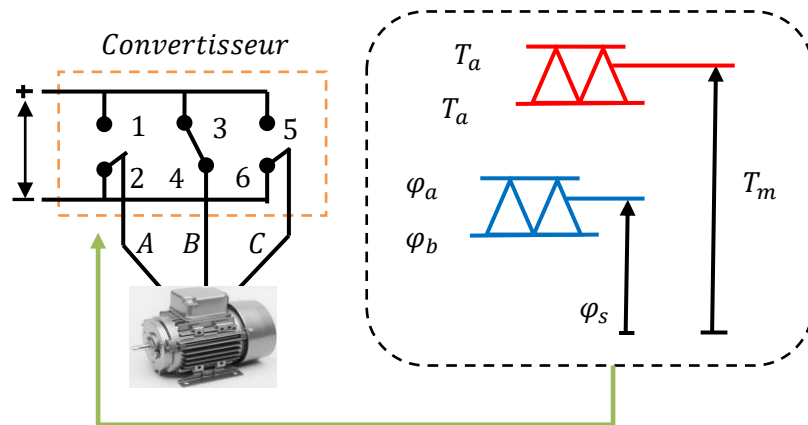


Figure 3.1. Moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension et sa commande.[1]

### 3.2.2. Commande de la vitesse :

La commande de la vitesse se fait par l'entremise du couple  $T_M$ . Ainsi lorsque la vitesse est plus basse que la valeur de consigne, le circuit de commande rehausse les seuils  $T_a$ ,  $T_b$ . Par conséquent, le couple développé par le moteur se trouve subitement en dessous de  $T_b$  est le système réagit de façon à augmenter le couple. Donc le moteur accélère. Lorsque la vitesse atteint la valeur désirée, le couple  $T_M$  fluctue entre les nouveaux seuils  $T_a$ ,  $T_b$ . Simultanément, les interrupteurs font osciller le flux entre  $\phi_a$ ,  $\phi_b$ .

### 3.3. Avantages de la commande directe de couple :

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition. [31]

### 3.4. Inconvénients de la commande directe de couple :

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les

perdes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques. [31]

**3.5. Principe de la commande direct de couple :**

Le principe est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs.[32]

Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \tag{3.1}$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permettent de générer huit positions de la tension du vecteur  $\bar{V}_s$  dont deux correspondant au vecteur nul. Tableau 3.1 la figure (2.4).

Tableau 3.1. Calcul des vecteurs de tensions

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_a$	$V_b$	$V_c$
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0
1	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3
1	1	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3
0	1	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3
0	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3
0	0	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3
1	0	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3
1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur  $T_e$ , des vecteurs  $\bar{V}_i$  non nuls, et des vecteurs nuls  $\bar{V}_0, \bar{V}_7$ .

Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe  $T_e$ ) figure 2.4. [12]

**3.5.1. Le contrôle du couple électromagnétique :**

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\sigma \bar{\Phi}_s \end{cases} \tag{3.2}$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (3.3)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$

Les équations deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (3.4)$$

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma \delta_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \delta_r} \bar{\Phi}_s \quad (3.5)$$

Ces relations montrent que :

- ✓ le vecteur  $\bar{\Phi}_s$  peut être contrôlé à partir du vecteur  $\bar{V}_s$  à la chute de tension  $R_s \bar{I}_s$  près.
- ✓ Le flux  $\bar{\Phi}_r$  suit les variations de  $\bar{\Phi}_s$  avec une constante de temps  $\sigma \delta_r$ , le rotor agit comme un filtre de constante de temps  $\sigma \delta_r$  entre les flux  $\bar{\Phi}_s$  et  $\bar{\Phi}_r$ .

De plus  $\bar{\Phi}_r$  atteint en régime permanent :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\bar{\Phi}_s}{1 + j\omega_r \sigma \delta_r} \quad (3.6)$$

En posant  $\gamma = (\bar{\Phi}_r, \bar{\Phi}_s)$ , le couple s'exprime par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (3.7)$$

On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\bar{\Phi}_s$  et  $\bar{\Phi}_r$  et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\bar{\Phi}_s$  à partir de  $\bar{V}_s$  en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\bar{\Phi}_r$  et donc le couple. Ceci n'est possible que si la période de commutation  $T_e$  est très inférieure à  $\sigma \delta_r$ .

### 3.5.2. Le contrôle du flux statorique :

En utilise le modèle de la MAS dans un référence lié au stator, l'expression de la tension donnée par les équations (2.22) engendre l'expression suivante du flux statorique :

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s} = \int_0^{T_e} (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{\beta s} = \int_0^{T_e} (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \\ \varphi_{\alpha s} = \varphi_{\alpha s} - j\varphi_{\alpha s} \end{cases} \quad (3.8)$$

En considérant que la commande des interrupteurs de l'onduleur se fait par période de commande (ou l'échantillonnage)  $T_e$  et qu'à chacune de ces périodes les états sont reste constant on peut écrire alors l'expression de l'échantillon  $k + 1$  du flux statorique sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s}(k+1) = \varphi_{\alpha s}(k) + (v_{s\alpha}(k) - R_s i_{s\alpha}(k)) \cdot (T_e) \\ \varphi_{\beta s}(k+1) = \varphi_{\beta s}(k) + (v_{s\beta}(k) - R_s i_{s\beta}(k)) \cdot (T_e) \end{cases} \quad (3.9)$$



Le choix du vecteur  $\overline{V}_s$  dépend de :

- ❖ la position de  $\overline{\varphi}_s$  dans le référentiel (S).
- ❖ la variation souhaitée pour le module  $\overline{\varphi}_s$  est de la variation souhaitée pour le couple,
- ❖ sens de rotation de  $\overline{\varphi}_s$  .

Lorsque flux  $\overline{\varphi}_s$  se trouve dans une zone numérotée  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tension suivants :

Si  $\overline{V}_{i+1}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi}_s$  croît et  $C_{em}$  croît.

Si  $\overline{V}_{i-1}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi}_s$  croît et  $C_{em}$  décroît.

Si  $\overline{V}_{i+2}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi}_s$  décroît et  $C_{em}$  croît.

Si  $\overline{V}_{i-2}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi}_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît.

Si  $\overline{V}_0$  ou  $\overline{V}_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\overline{\varphi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance alors que le module du flux  $\overline{\varphi}_s$  reste inchangée.

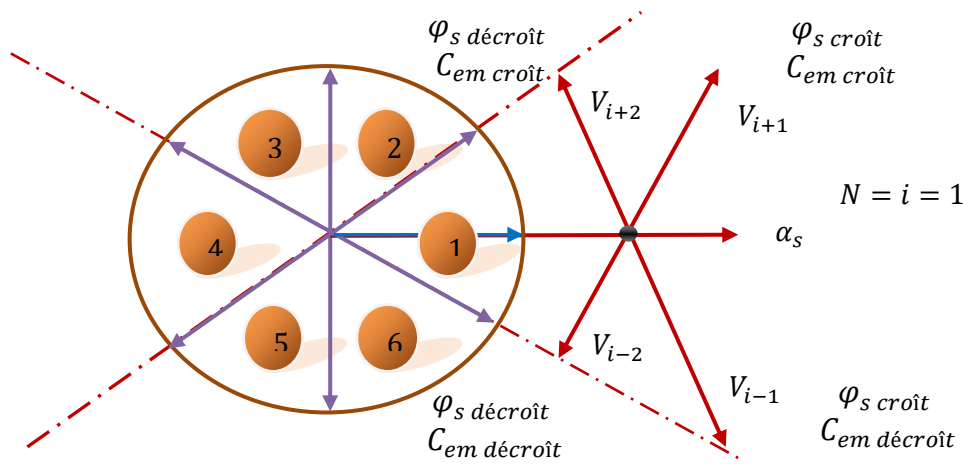


Figure 3.3. Choix de vecteur de tension[46]

### 3.7. Les estimateurs :

#### 3.7.1. Estimation du flux statorique :

Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statoriques, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^{T_e} (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (3.13)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$  tel que :

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (3.14)$$

Pour calculer les composantes  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants  $(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})$  mesurés, soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{cs}) \end{cases} \quad (3.16)$$

On obtient ainsi  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$  à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $E$  et des états de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) soient:

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U (S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (3.18)$$

Le secteur  $S_i$  dans le quel se situe le vecteur  $\overline{\Phi_s}$  est déterminé à partir des composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$ . L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel (S) et le vecteur  $\overline{\Phi_s}$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (3.19)$$

### 3.7.2. Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple  $C_{em}$  uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes ( $\alpha, \beta$ ), le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.20)$$

## 3.8. Elaboration du vecteur de commande :

### 3.8.1. Le correcteur de flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\overline{\Phi_s}$  dans une couronne circulaire comme le montre la (Figure 3.4).

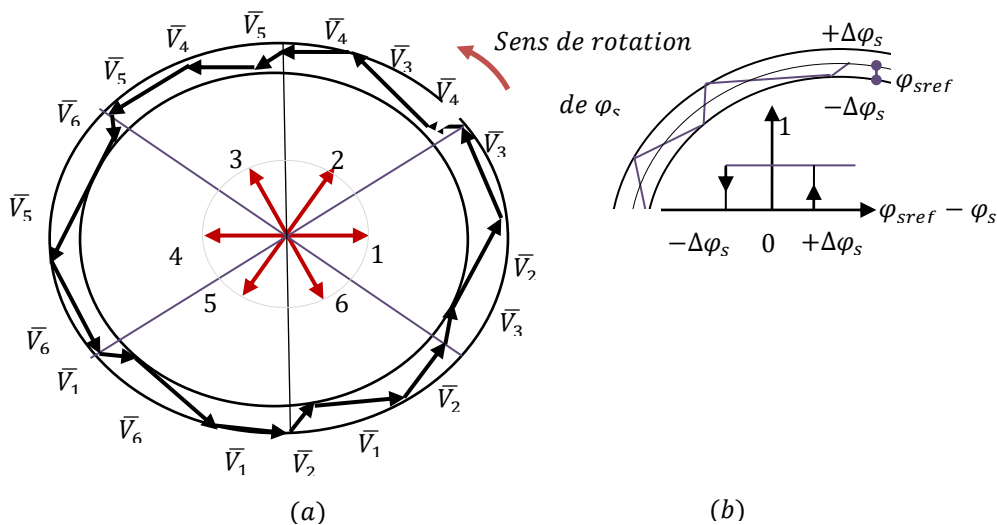


Figure 3.4. Correcteur de flux à hystérésis[4]

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\Phi_s}$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne [Cflx], indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [Cflx=1] ou diminuée [Cflx=0] de façon à maintenir:

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (3.21)$$

Avec:

$(\Phi_s)_{ref}$  : Le flux de référence,

$\Delta\Phi_s$  : La largeur d'hystérésis du correcteur.

### 3.8.2. Le correcteur du couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (3.22)$$

Avec :

$(C_{em})_{ref}$  : Le couple de référence

$\Delta C_{em}$  : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions sont à envisager :

- ❖ un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- ❖ un correcteur à hystérésis à trois niveaux

#### 3.8.2.1. Le correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\overline{\Phi_s}$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\overline{V_{i+1}}$  et  $\overline{V_{i+2}}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\overline{\Phi_s}$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Figure 3.5.[34]

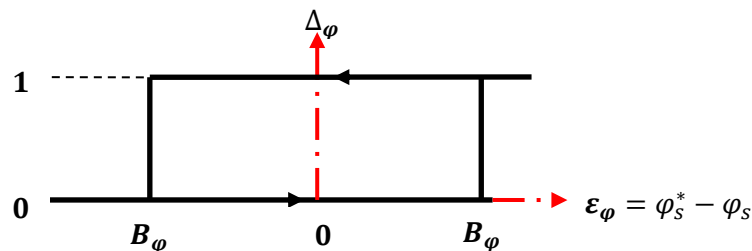


Figure 3.5. Compérateur à hystérésis à deux niveaux utilisés pour la commande flux.[34]

#### 3.8.2.2. Le correcteur à trois niveaux :

Dans notre étude on a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.[28]

La sortie du correcteur, présenté par la variable booléenne Ccpl (Figure 3.6) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (Ccpl=1) pour une consigne positive et (Ccpl = -1) pour une consigne négative, ou diminuée (Ccpl = 0).

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\overline{\Phi}_s$ ), on applique les vecteurs  $\overline{V}_{i-1}$  ou  $\overline{V}_{i-2}$  si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique).[34]

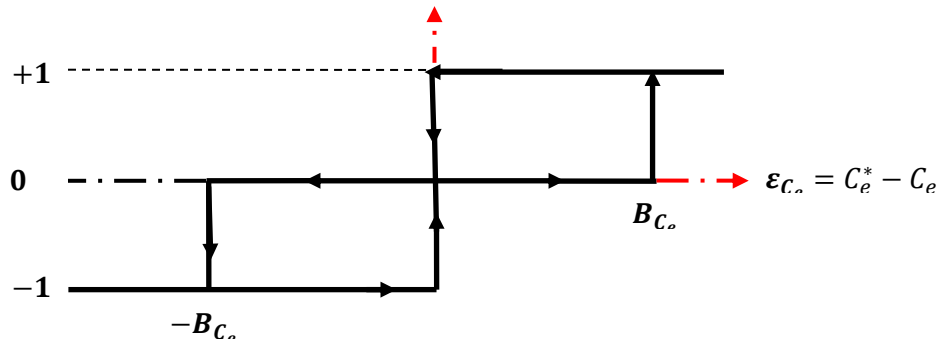


Figure 3.6. correcteur (comparateur à hystérésis) de couple à trois niveaux[34]

La commande DTC, proposée par Takahashi [1], est basée sur l'algorithme suivant :

Diviser le domaine temporel en périodes de durée  $T_s$  réduites (de l'ordre de dizaines de  $\mu s$ ), Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction. Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique. Estimer le couple électromagnétique, à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes. Introduire l'écart  $\Delta C_{em}$ , entre le couple de référence  $C_{em\ ref}$  et le couple estimé  $C_{em}$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui génère à sa sortie la valeur +/- pour augmenter le couple, 0 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé, (tableau 3.3), en se basant sur les erreurs du flux et du couple, et selon la position du vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta C_{em}$  et  $\Phi_s$  suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [4.28.29].

Tableau 3.2. Table généralisée des vecteurs de tension .

	Augmentation	Diminution
$\Phi_s$	$V_{i-1}, V_i$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences ci-dessous pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du moteur à induction.

**3.9. Commande direct de couple par la méthode de TAKAHASHI :**

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l’algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50\mu s$ ),
- à chaque coup d’horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase,
- on reconstitue les composantes du vecteur flux stator,
- l’estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l’estimation des composantes de flux et aux mesures des courants de lignes,
- l’erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire (cflx) à deux niveaux,
- l’erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux (ccpl) afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux,
- Le choix de l’état de l’onduleur est effectué dans une table de commutation construite en fonction de l’état des variables (cflx) et (ccpl) et de la zone de la position de flux  $\Phi_s$ .

En sélectionnant l’un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation d’un même interrupteur de l’onduleur.

Tableau 3.3. Table de commutation de la structure de la DTC

<b>Cflx</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>
<b>Ccpl</b>	1	0	-1	1	0	-1
<b>S<sub>1</sub></b>	$V_2$	$V_7$	$V_6$	$V_3$	$V_0$	$V_5$
<b>S<sub>2</sub></b>	$V_3$	$V_0$	$V_1$	$V_4$	$V_7$	$V_6$
<b>S<sub>3</sub></b>	$V_4$	$V_7$	$V_2$	$V_5$	$V_0$	$V_1$
<b>S<sub>4</sub></b>	$V_5$	$V_0$	$V_3$	$V_6$	$V_7$	$V_2$
<b>S<sub>5</sub></b>	$V_6$	$V_7$	$V_4$	$V_1$	$V_0$	$V_3$
<b>S<sub>6</sub></b>	$V_1$	$V_0$	$V_5$	$V_2$	$V_7$	$V_4$

**3.10. La structure du contrôle direct du couple :**

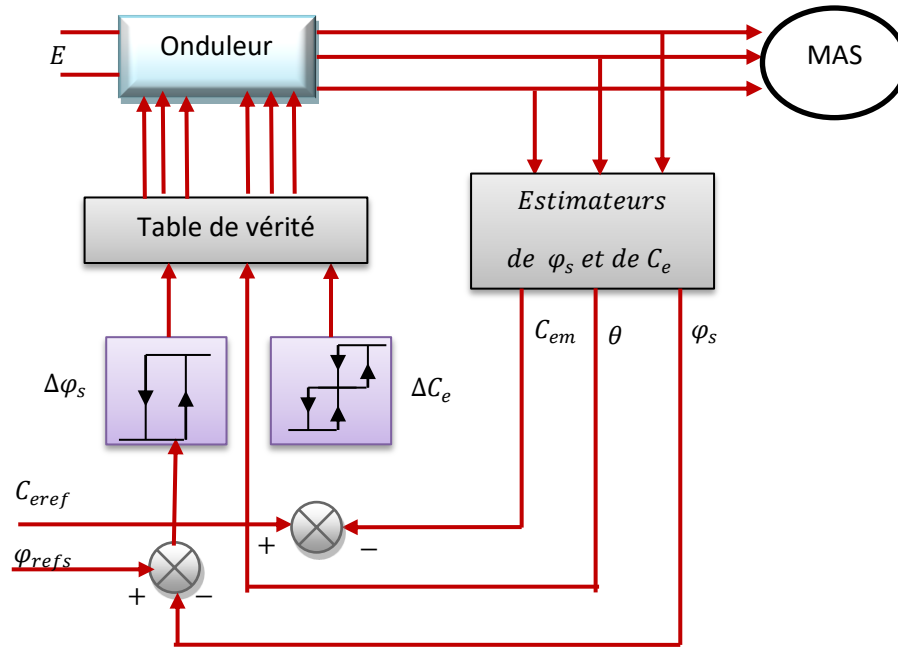


Figure 3.7. Structure générale du contrôle direct du couple

**3.11. Résultat et simulation de la commande directe de couple de la machine asynchrone :**

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à un modèle du MAS alimenté par un onduleur de tension triphasé,

Les résultats de simulations que nous donnons sont faits de l’environnement MATLAB/SIMULINK sur même moteur donner en annexe sans les condition suivant. Figure 3.8

- Le comparateur de couple fixée à 0.01 Nm.
- Le comparateur de flux à  $\pm 0.02$ Wb.
- $C_{emref}$  est récupéré à la sortie d’un PI.

On suppose que la valeur de la résistance statorique utilisée dans le bloc de commande est égale à la résistance  $R_s$  nominale effective du moteur .Afin de tester les performances de la commande direct du couple appliqué à un moteur à induction nous avons subir notre system a trois test différents :

- Un démarrage à vide.
- Une introduction d’un couple de charge 15Nm à l’instant  $t=1.5s$ .
- Une introduction d’un couple de charge à l’instant  $t=0.5s$ .

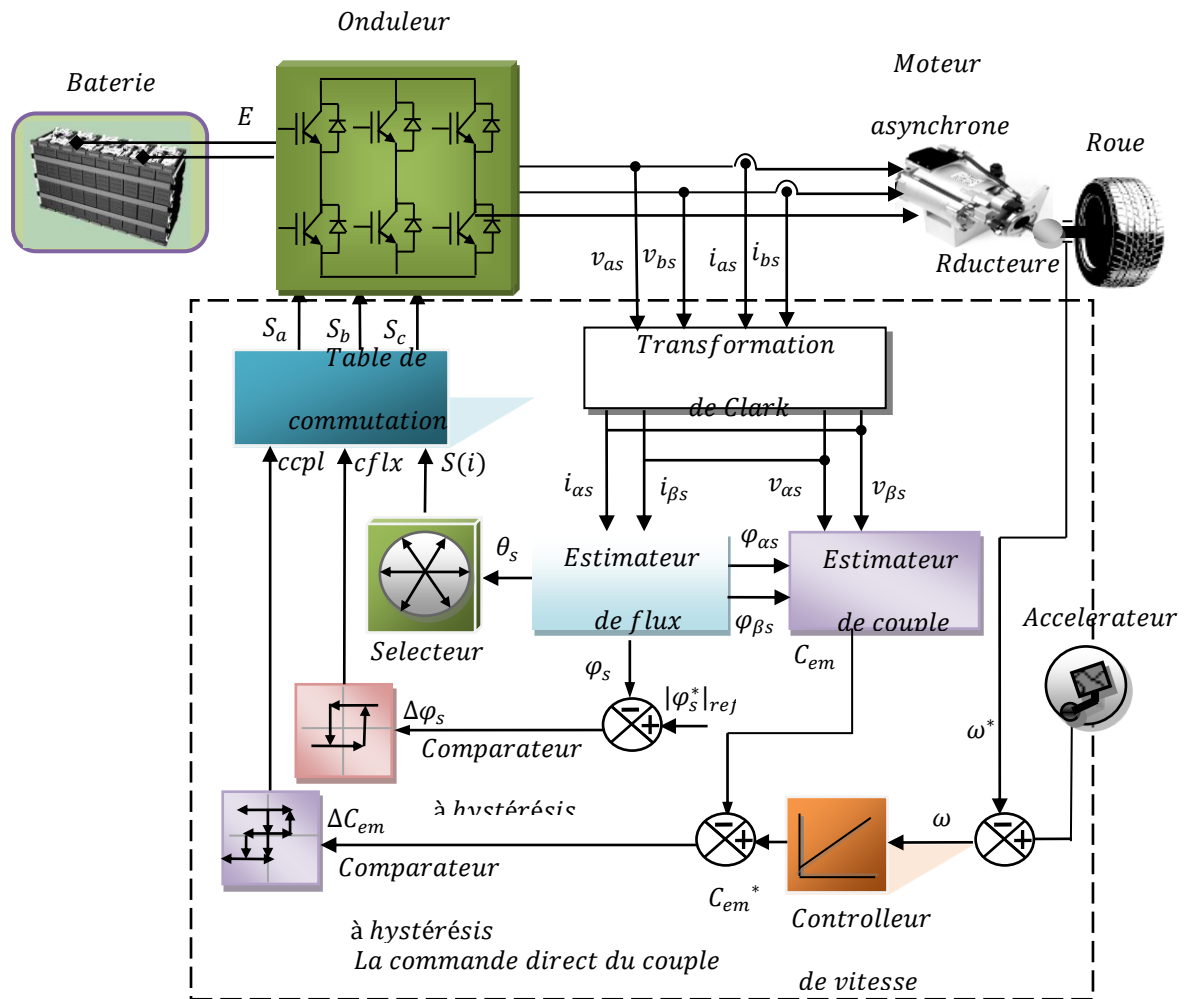
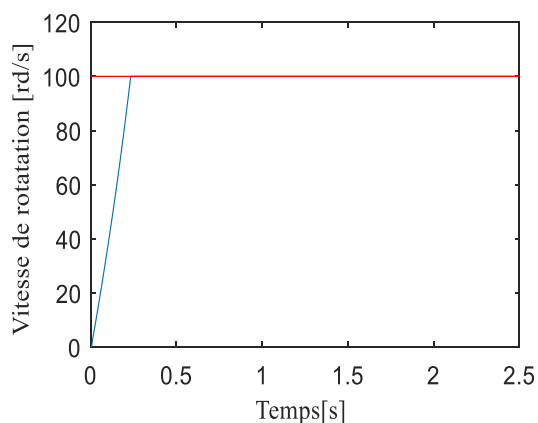
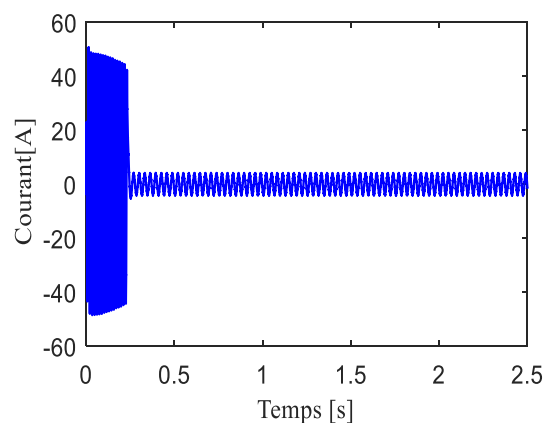


Figure 3.8. Le schéma détaillée de la commande directe du couple d'une machine asynchrone.[4]

**a) Test de robustesse pour un démarrage à vide :**



(a) Vitesse de rotation [rad/s]



(b) Courant statorique Ia [A]

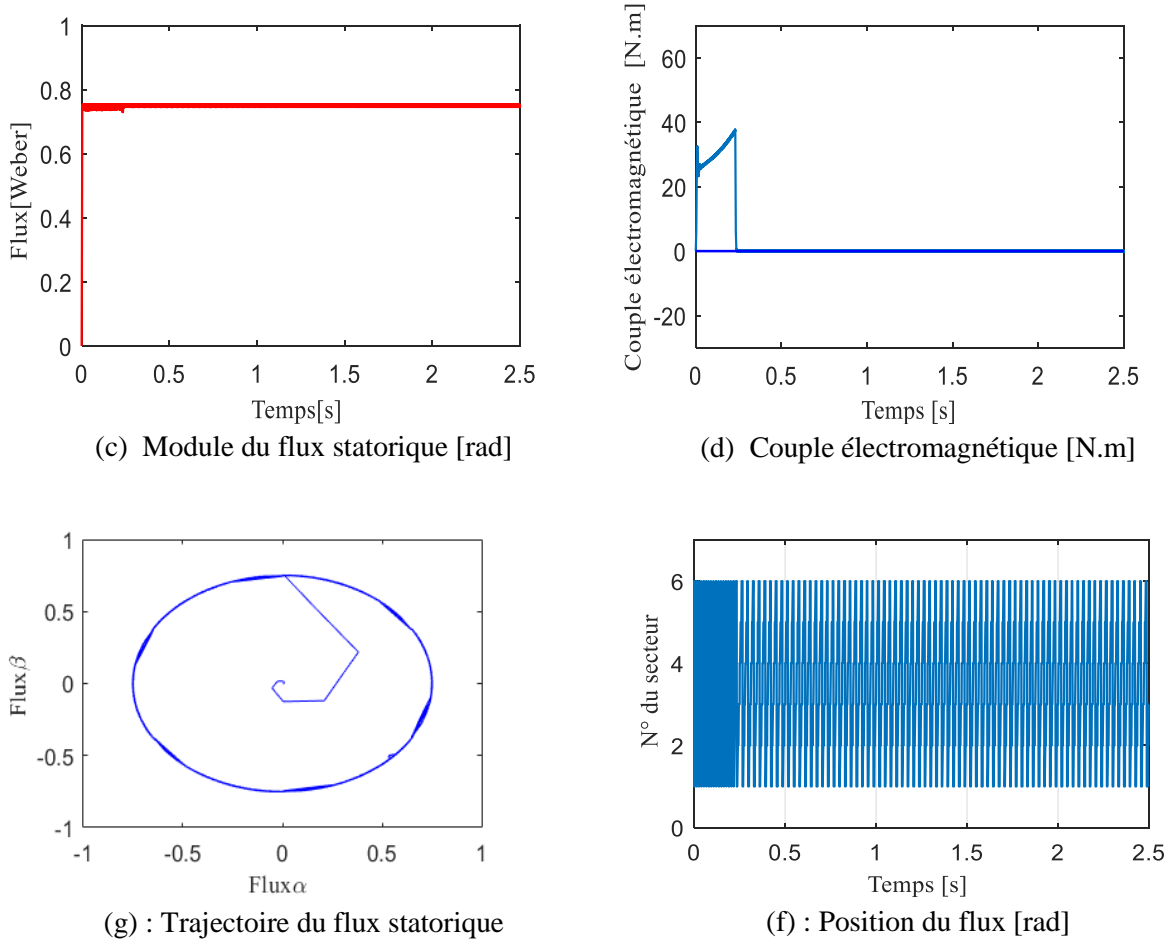
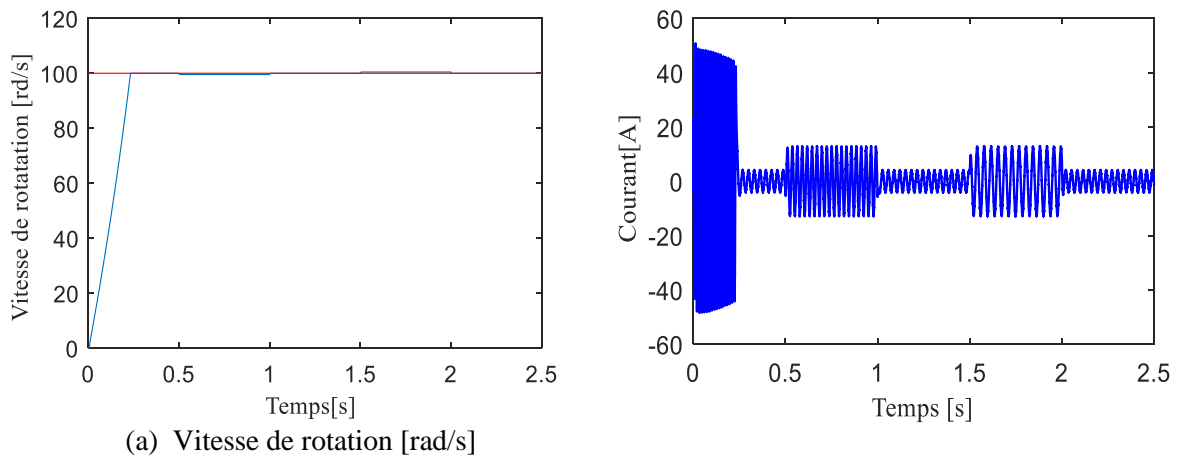


Figure 3.9: Réponse du système à vide

La Figure 3.9 illustre le démarrage à vide, on constate que la vitesse suit la grandeur de référence 100 rd/s sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse très court car le moteur est à vide et que l'inertie est faible, au démarrage, le couple électromagnétique atteint valeur maximale et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. Le courant statorique à une forme sinusoïdale cette amélioration se répercute sur le couple électromagnétique en atténuant la valeur crête à crête de son ondulation en régime permanent. On remarque que l'extrémité du flux statorique figure 3.9 (g) suit une trajectoire presque circulaire en régime permanent.

**b) Test de robustesse pour une variation de la charge :**



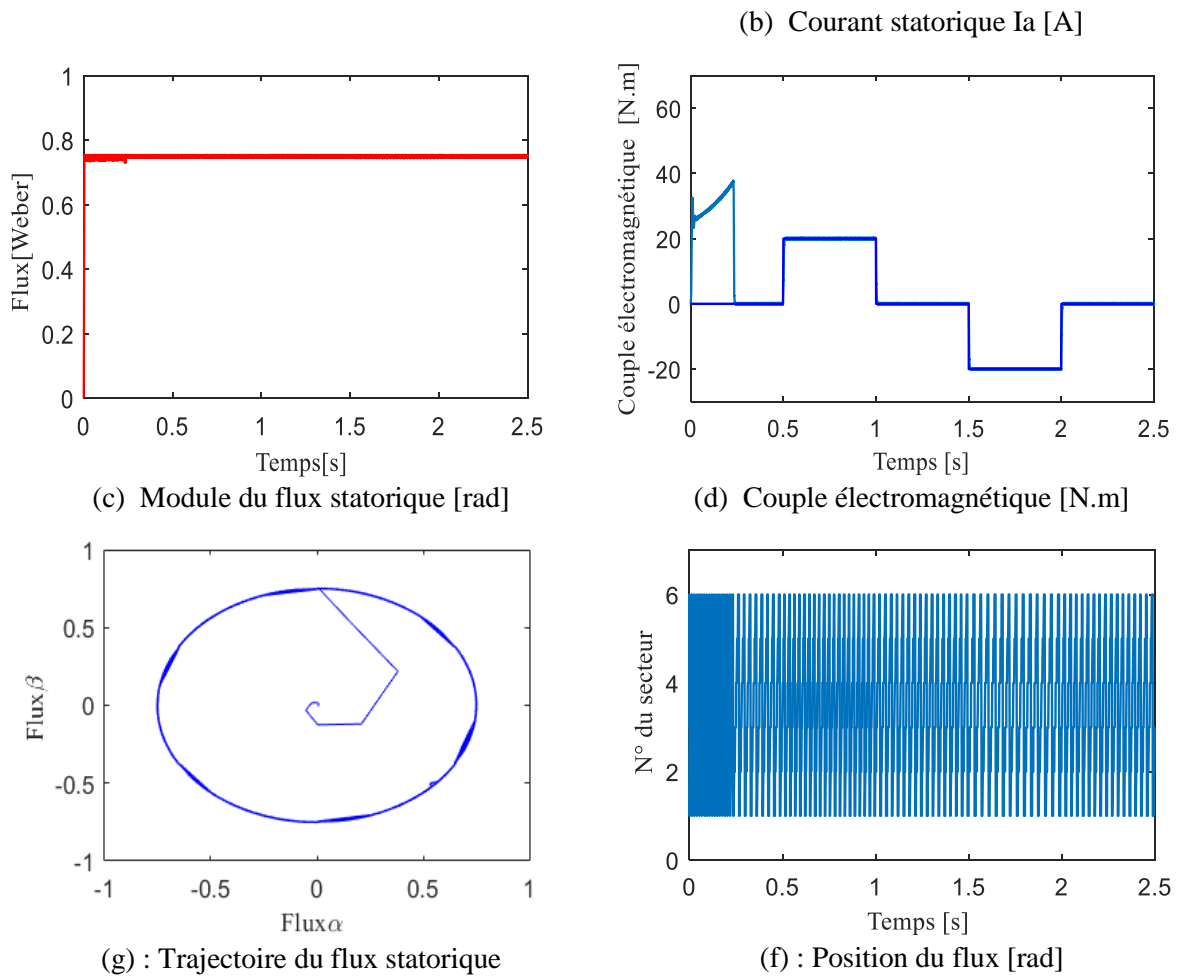


Figure 3.10 : Résultats de simulation pour application de couple de charge

La Figure 3.10 présente le résultat de simulation lors de l'application d'un couple de charge de 20N.m entre les instants 0.5s et 1.5s et un couple de charge de -20N.m entre 1.5s et 2s. Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage. On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que Le courant de phase à une forme sinusoïdale est répond avec succès à ce type de test.

**c) Test de robustesse pour variation de la vitesse de rotation du moteur asynchrone:**

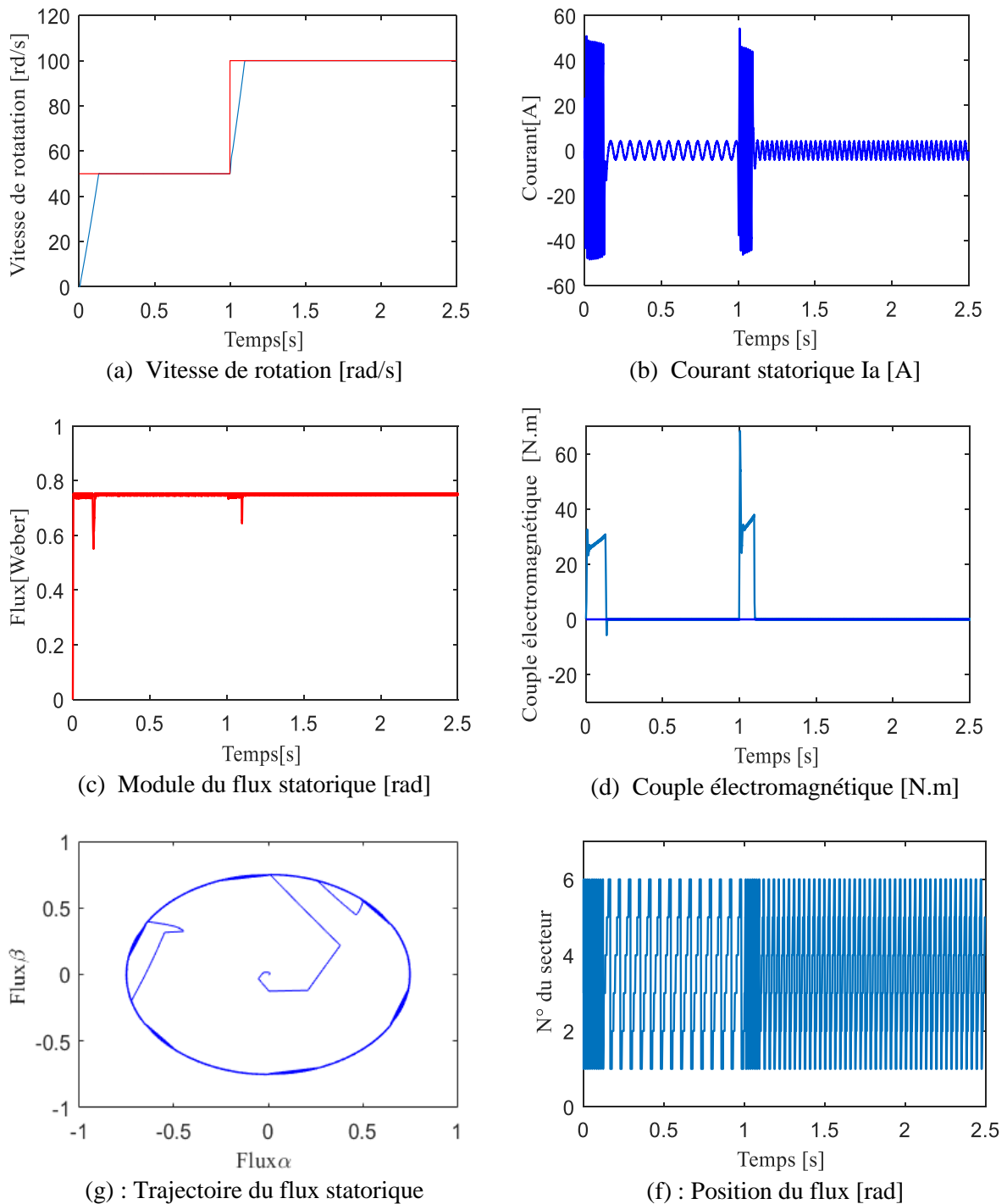


Figure 3.11 : Résultats de simulation pour une variation de vitesse

Figure 3.11 illustre le test de robustesse pour la variation de la vitesse de rotation du moteur asynchrone. Pour tester l'avantage de la robustesse de la commande vis-à-vis d'une variation de vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse à l'instant  $t = 1\text{ s}$ . Après un démarrage à vide, à l'inversion de la vitesse, on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement. La figure 3.9 (g) montre la dynamique de flux de la

machine, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement.

**d) Test de robustesse pour variation de la vitesse de rotation avec une application de charge de 15 Nm au temps t=1.5s.**

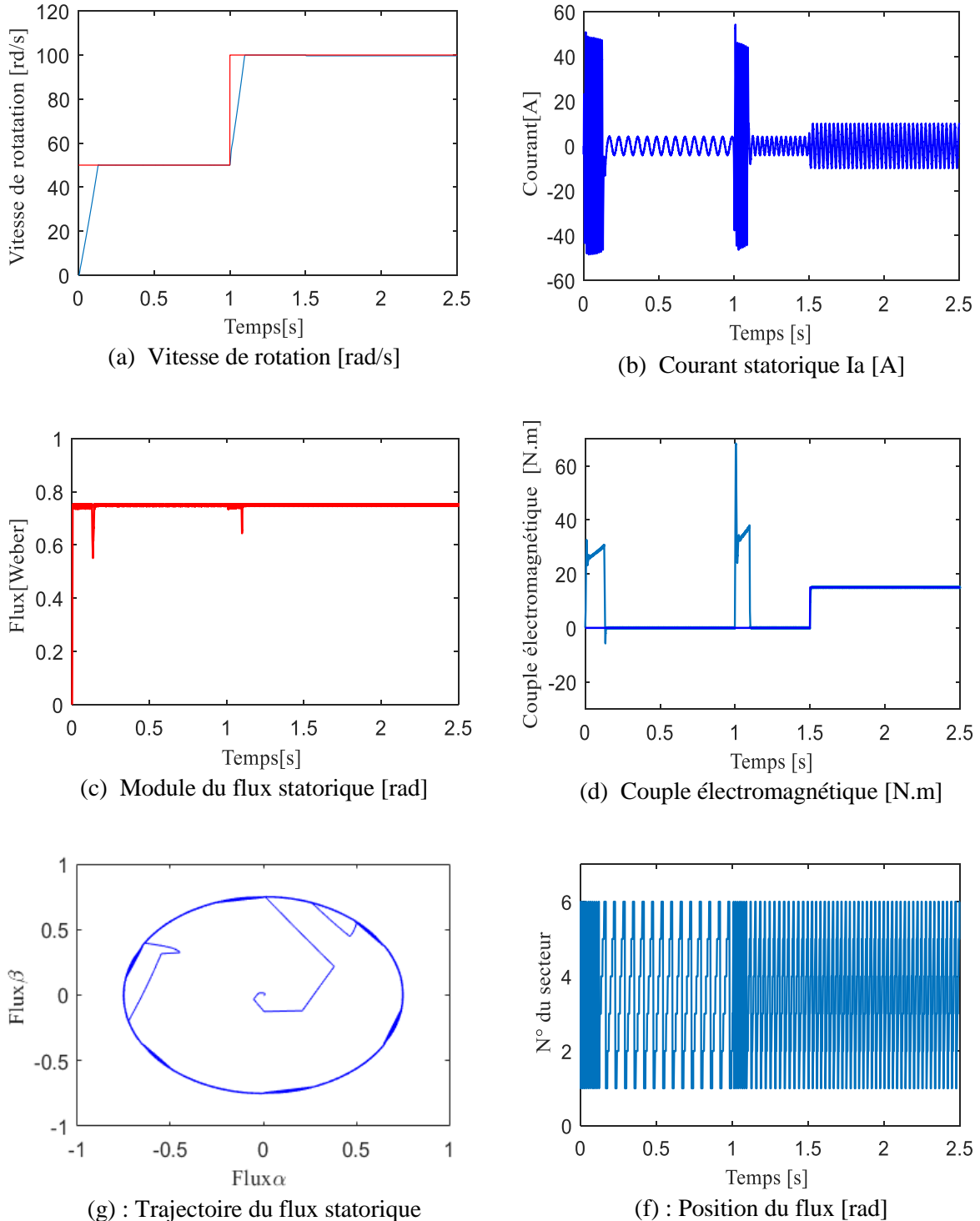


Figure 3.12 : Résultats de simulation pour variation de vitesse avec une application de charge de 15 Nm au temps t=1.5s.

Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse à l'instant  $t = 1$  s et  $t = 1.5$  s.

Après un démarrage à vide. A l'inversion de la vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement. Pour la figure 3.9 (g) montre la dynamique de flux de la machine, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement.

Dans cette simulation, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC), qui apparait comme un moyen efficace et simple de piloter une MAS, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique.

**Remarque :**

On peut dire que cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres de la machine, c'est-à-dire que l'estimation de flux ne dépend que la résistance du stator, de plus la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

Afin d'avoir des résultats obtenus à travers la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone, il est nécessaire de présenter les avantages et les inconvénients de cette commande, alors la meilleur commande sera qui répond mieux à l'exigence à savoir :

- ❖ Meilleure performances statique et dynamiques.
- ❖ Meilleure poursuites des consignes de contrôle.
- ❖ Meilleure rejets de perturbations.
- ❖ Insensibilité aux variations des paramètres.

Si le stator du moteur asynchrone est alimenté par un système triphasé, il se produit à un régime transitoire dont la finalité est l'établissement à un régime permanent, l'objectif est d'avoir une réponse rapide ce qui caractérise le meilleur contrôle

La commande directe du couple présente des performances dynamiques remarquables de même qu'en bonne robustesse vis-à-vis des écarts des paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction ou véhicule électrique.

La résistance statorique est amené à varier lors du fonctionnement de la machine à cause de l'échauffement. Elle est utilisée dans l'estimation du flux, et donc du couple

La DTC ne nécessite pas de mesure mécanique telle que celle de la vitesse ou de la position de la machine, de plus la sensibilité aux paramètres de la machine est nettement atténuée dans le cas de la DTC, puisque l'estimation du flux se fait en fonction d'un seul paramètre à savoir la résistance statorique. En outre, MLI est remplacée, dans cette commande par une simple table de commutation ce qui la rend, d'autant plus facile.

La commande DTC a pour avantage :

- ❖ La réduction du temps de réponse du couple.
- ❖ La robustesse par rapport à la variation des paramètres de la machine et de l'alimentation.
- ❖ L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- ❖ Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs :

- ❖ L'absence de maîtrise des harmoniques de couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible, variation de la qualité acoustique).[35]
- ❖ L'excitation de certains modes mécaniques résonnants (couple pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système.

La DTC qui, à partir de référence externe telles comme le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes vectorielles les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire aux exigences de utilisateur. Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis.

La commande directe du couple (DTC), pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La DTC, est aussi simple son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique.

Nous on conclut que les réponses avec DTC sont plus rapide, el la commande vectorielle est mieux adaptée (variation de la charge).

Le tableau 3.4 suivant résume une étude des performances de la commande DTC :

Le tableau 3.4. Etude des performances de la commande DTC.

Performances	Contrôleur
	Commande directe du couple (DTC)
Capteur des vitesses	Elevée
Dynamique	Robuste
robustesse	Moins nécessaire
Variation des paramètres	Moyenne
Commande rapprochée	Pas de MLI
Découplage	Naturelle
Compartiment à basse vitesse	Médiocre
Référence de coordonnées	Stationnaire ' $\alpha, \beta$ '
Régulateurs	Régulateur de couple (à hystérésis), Régulateur de flux (à hystérésis),

### **3.12. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui apparait comme un moyen efficace et simple de piloter un moteur asynchrone, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique. Cette étude est validée par une simulation en SIMULINK dans un environnement MATLAB. La simulation a montré que la commande directe de couple offre un découplage naturel entre le couple et le flux. Cette stratégie de commande s'est montrée robuste par apport aux variations paramétriques et un peu moins par rapport aux variations non paramétriques. Le chapitre suivant présent La commande neuronale directe de couple d'un véhicule électrique solaire a deux roues motrices.

# *Chapitre 04*

*La commande neuronal  
direct de couple d'un  
véhicule électrique solaire a  
deux roues motrice*

#### 4.1. Introduction :

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur.

Pour cela, on propose dans ce chapitre de développer une commande DTC en exploitant les techniques intelligentes, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple classique, où les comparateurs classiques et la table de sélection sont remplacés par un comparateur neuronal, floue et neuro-flou, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe.

Ce chapitre est consacré à la commande DTC à base de réseaux de neurones. On commence par présenter une description théorique de la logique floue et des réseaux de neurones artificiels, ensuite on va développer la commande directe neuronale de couple (DTNC) de la machine asynchrone.

#### 4.2. Les réseaux de neurones (RN) :

##### 4.2.1. Historique des réseaux de neurones :

L'histoire des réseaux de neurones est donc tissée à travers des découvertes conceptuelles et des développements technologiques survenus à diverses époques.

Brièvement, les premières recherches remontent à la fin du 19<sup>ème</sup> et au début de 20<sup>ème</sup> siècle. Ils consistent en de travaux multidisciplinaires en physique, en psychologie et en neurophysiologie par des scientifiques tels Hermann Von, Ernst Mach et Ivan Pavlov. A cette époque, il s'agissait de théories plutôt générales sans modèle mathématique précis d'un neurone.

On s'entend pour dire que la naissance du domaine des réseaux de neurones artificiels remonte aux années 1940, comme suit, en :

- ❖ **1943 : W.Mc Culloch et W.Pitts** : Premier modèle formel du neurone a vu le jour.
- ❖ **1949 : Donald Hebb** : Proposition d'une théorie fondamentale pour l'apprentissage.
- ❖ **1960 : B.Widrew** : Développe l'Adaline, ce réseau est la base des réseaux multicouches.
- ❖ **1958 : F.Rosenblat** : Développe le perceptron, c'est le premier système artificiel capable d'apprendre par expérience.
- ❖ **1972 : T.Kohonen** : Présente ses travaux sur les mémoires associatives, et propose des applications à la reconnaissance de formes, en 1982 : Présente une carte auto organisée.
- ❖ **1980 : Rumelaht, Hinon et Williams** : Réseaux multicouches et l'algorithme de rétro propagation.
- ❖ **1980 : J.Hopfield** : Développe un réseau bouclé. [40]

##### 4.2.2. Définition de réseaux de neurone :

Les réseaux de neurones sont constitués des neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses. L'information est portée par la

valeur de ces poids tandis que la structure du réseau de neurones ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie.[40]

Le réseau de neurones fait partie des Réseaux Adaptatifs Non-linéaires, cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qu'est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids  $w_i$ . [34]

### 4.2.3. Les réseaux de neurones artificiels :

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) constituent une présentation mathématique et informatique inspirée du cerveau humain. En effet, le réseau de neurones artificiel est capable d'exécuter certaines fonctions du cerveau humain telles que la mémorisation, l'apprentissage à base des exemples et la proposition de décision. Par analogie au cerveau humain qui est constitué de millions de cellules reliées entre elles. Ce modèle est formé de plusieurs unités appelées neurones, c'est une unité calculatoire caractérisée par "n" entrées liées entre elles transportant des données numériques jusqu'à la sortie. Le neurone représente l'unité de base d'un réseau de neurones. Ceci est illustré par la figure 4.4. Le modèle mathématique d'un neurone est donné par la relation (4.1) :

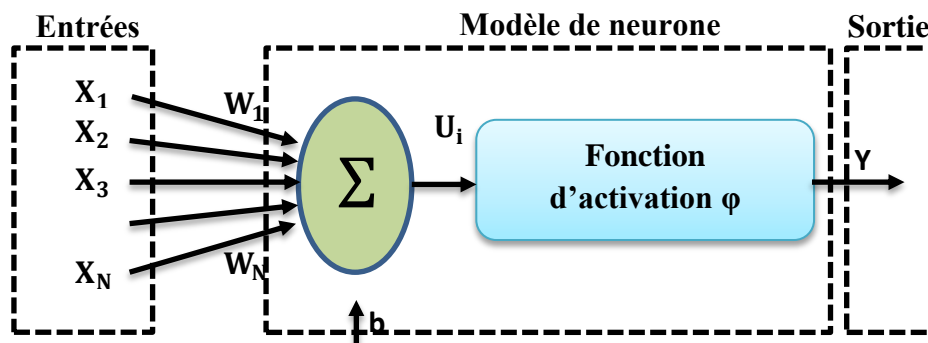


Figure 4.4. Unité de base : Le neurone

$$Y = \varphi \left( \sum_{i=1}^N w_i * x_i + b \right) \quad (4.1)$$

Avec les  $X_i$  et  $Y$  représentant les entrées et la sortie du neurone,  $b$  est le biais du neurone et les  $W_i$  sont les poids synaptiques des liaisons entre les entrées et la sortie. Ils mesurent l'importance de chaque connexion qui n'est pas toutes égaux. Le neurone formel va réaliser la somme pondérée des poids de différentes entrées qui représente l'activité de l'entrée.

Ensuite, la fonction d'activation va calculer la sortie en fonction de cette somme. Le choix de cette fonction d'activation est un élément important des réseaux de neurones. Parmi ces fonctions, on peut citer : la fonction seuil, tangente hyperbolique, tangente gaussienne.

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires. Un réseau de neurones est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les

activités de certains neurones. Pour les applications considérées dans cette thèse, ces signaux d'entrée et de sortie sont constitués de suites numériques. Les réseaux de neurones ce sont des filtres non linéaires à temps discret, Ils peuvent être statiques (ou non bouclés) ou dynamiques (ou bouclés). [42]

#### 4.2.4. Neurone biologique :

Le cerveau humain possède deux hémisphères latéraux reliés par le corps calleux et d'autres ponts axonaux ; il pèse moins de deux kilogrammes et contient mille milliards de cellules, dont 100milliards sont des neurones constitués en réseaux. Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables, en 4 parties principales (figure 4.5) :

- **Les dendrites**, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique, c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux.
- **Le corps de la cellule**, c'est l'unité de traitement.
- **L'axone**, où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule, l'envoi de l'information se fait par l'axone.
- **Les synapses**, par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

Un neurone stimulé envoie des impulsions électriques ou potentielles d'action à d'autres neurones. Ces impulsions se propagent le long de l'axone unique de la cellule. Au point de contact entre neurones, les synapses, ces impulsions sont converties en signaux chimiques. Quand l'accumulation des excitations atteint un certain seuil, le neurone engendre un potentiel d'action, d'une amplitude d'environ 100 mV et pendant une durée de 1 ms.[43]

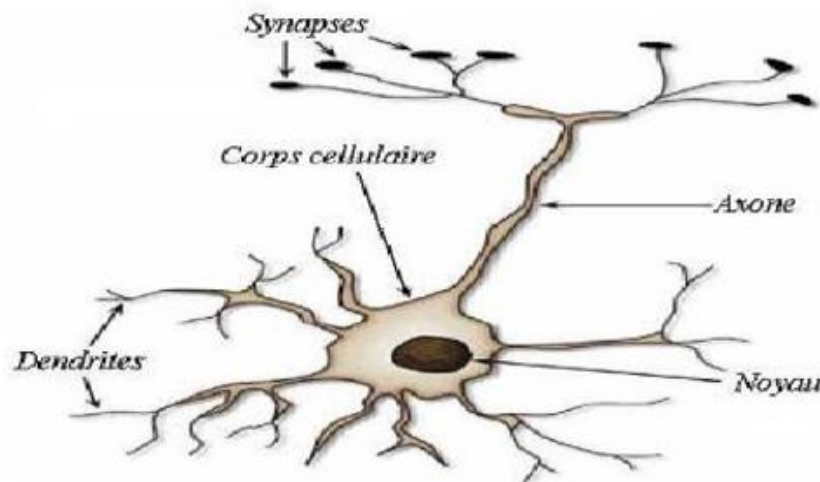


Figure 4.5 : Schéma simplifié d'un neurone biologique

#### 4.2.5. Neurone formel :

Un neurone formel ou artificiel est un processeur très simple (simulé sur ordinateur ou réalisé sur circuit intégré) imitant grossièrement la structure et le fonctionnement d'un neurone biologique. La première version du neurone formel est celle de *Culloch et Pitts* (1943). C'est un automate binaire qui réalise une somme pondérée de ses entrées, le potentiel, et compare ce potentiel à un seuil (nul) : s'il est supérieur, la sortie vaut +1 et le neurone est actif, s'il est inférieur, la sortie vaut -1 et le neurone est inactif. Il existe aujourd'hui d'autres types de

neurones, mieux adaptés aux tâches de traitement du signal ou de classification, dont la sortie n'est pas le signe de leur potentiel, mais une fonction  $f$  non linéaire dérivable de ce potentiel, telle une tangente hyperbolique. Cette fonction est dite fonction d'activation du neurone (voir Figure 4.6). On peut également mettre en œuvre des fonctions gaussiennes, d'ondelettes, ... etc. [43]

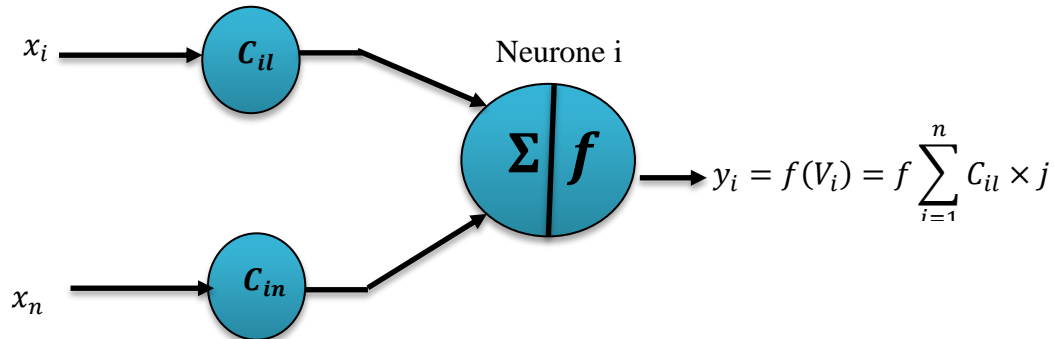


Figure 4.6. Schéma d'un neurone formel.[43]

#### 4.2.6. Architecture des réseaux de neurones :

On peut distinguer trois types d'architectures de réseaux de neurones :[40]

##### 4.2.6.1. Les réseaux non bouclés :

Appelés aussi réseaux à couches ou réseaux unidirectionnels (feedforward networks) ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives.[40]

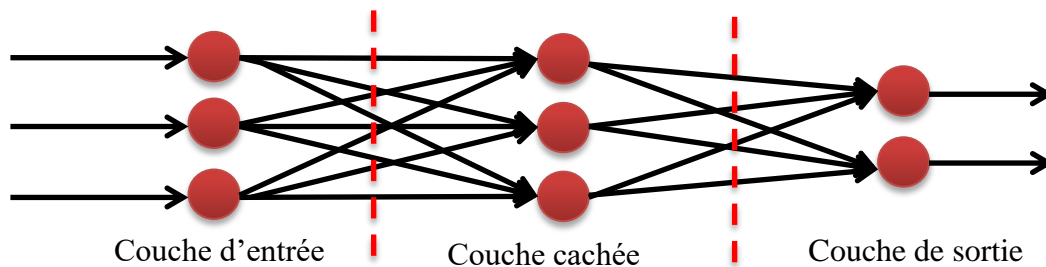


Figure 4.7 : Structure de base d'un réseau à couches[40]

Dans ce type de réseaux, la propagation de l'information se déroule de la couche d'entrée vers la couche de sortie au travers d'éventuelles couches intermédiaires mais sans retour en arrière.[40]

##### 4.2.6.2. Les réseaux bouclés :

Appelés aussi réseaux récurrents (recurrent networks) possèdent une structure similaire à celle des réseaux unidirectionnels mais complétée par des connexions entre éléments de la même couche ou vers des couches amonts. [40]

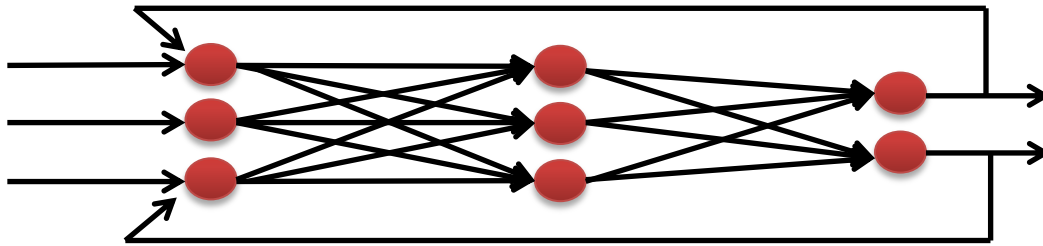


Figure 4.8 : Exemple de réseau de neurones bouclé

Ces réseaux sont assez puissants car leur fonctionnement est séquentiel et adopte un comportement dynamique.

#### 4.2.6.3. Réseaux à connexions complexes :

Sont des réseaux totalement interconnectés et qui ne trouvent pas leur place dans les deux catégories précédemment citées. Le principe de ce type de réseau est donné par la figure 4.6. [40]

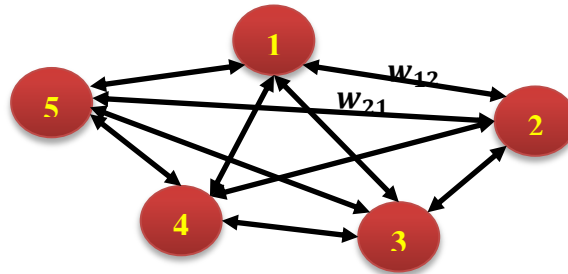


Figure 4.9. Structure de base d'un réseau totalement interconnecté

#### 4.2.7. Apprentissage :

Une fois la structure est fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation. On distingue deux types d'apprentissage en fonction de la nature des informations disponibles et du but recherché :

##### 4.2.7.1. Apprentissage supervisé :

L'apprentissage est dit supervisé lorsque les informations (ou les exemples de comportement) sont constitués de couples de valeurs du type : (valeurs d'entrées, valeurs de sorties désirées). Dans ce type d'apprentissage, un superviseur fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la rétro propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrée/sortie sont reconnus par le réseau. Cet apprentissage se retrouve, par exemple, dans le cas des réseaux perceptrons.[43.44]

##### 4.2.7.2. Apprentissage non supervisé :

L'apprentissage est qualifié de non supervisé lorsque seules les valeurs d'entrée sont disponibles. Dans ce cas, les informations présentées à l'entrée provoquent une auto-

adaptation du réseau afin de produire des valeurs de sortie qui soient proches en réponse à des valeurs d'entrée similaires.

Le choix d'utiliser telle ou telle architecture de réseau de neurones, tel ou tel type d'apprentissage dépend de l'application et aussi des capacités de traitement du système sur lequel ces architectures vont être implantées.[43.44]

#### 4.2.8. L'algorithme d'apprentissage de RNA :

L'algorithme d'apprentissage le plus répandu est celui de la rétro-propagation de l'erreur qui a été publié par Rumelhart en 1986. Cet algorithme consiste à corriger les poids du réseau de neurones à chaque fois qu'un exemple est présenté. Cette correction est faite de telle sorte à minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la réponse du réseau obtenue.

Ceci est réalisé grâce à la méthode de descente de gradient. Le principe de la rétro-propagation est illustré par la figure 4.10.

A chaque itération un exemple est présenté au réseau, une sortie réelle est calculée en propageant le calcul d'une couche à une autre jusqu'à la couche de sortie. C'est la phase de propagation du réseau. Cette phase se termine par le calcul de la somme quadratique des erreurs données par l'équation 4.2.

$$E(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (d_i(k) - y_i(k))^2 \quad (4.2)$$

Avec  $d_i$  est la sortie désirée,  $y_i$  la sortie calculée par le réseau qui correspond à l'entrée  $x_i$ ,  $k$  : est le nombre d'itération.

$N$  : est le nombre d'exemple de la base d'apprentissage.

Cette erreur est ensuite rétro-propagée dans le réseau en partant de la couche de sortie et en arrivant à la couche d'entrée tout en passant par les couches cachées. Durant cette phase, les poids de chaque neurone seront modifiés suivant la formule de l'équation 4.3. [36]

$$w_{ij}(k + 1) = w_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial w_{ij}(k)} \quad (4.3)$$

Avec  $w_{ij}$  est le poids de connexion du  $j$  éme neurone d'une couche avec le  $i$  éme neurone de la couche précédente. Le paramètre  $\eta$  est la constante d'apprentissage.

L'initialisation des paramètres de l'algorithme peut avoir une grande influence sur la convergence de l'algorithme. Pour des valeurs faibles de la constante  $\eta$  d'apprentissage, la convergence risque d'être lente. Dans le cas où  $\eta$  est trop élevée, ceci peut causer des oscillations et une instabilité du réseau. Dans l'équation 4.4 un terme supplémentaire appelé moment est ajouté afin d'éviter les oscillations de l'algorithme. Les poids sont corrigés et le processus continu jusqu'à ce que les variations des poids sont négligeables.

$$w_{ij}(k + 1) = w_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial w_{ij}(k)} + \alpha \Delta w_{ij}(k) \quad (4.4)$$

Pour obtenir des bons résultats pendant la phase d'apprentissage, il faudrait idéalement que les éléments de l'ensemble des exemples soient les plus représentatifs possibles de la fonction

que l'on désire approximer. Une fois l'apprentissage est effectué, le réseau peut être utilisé pour la tâche prévue.[36]

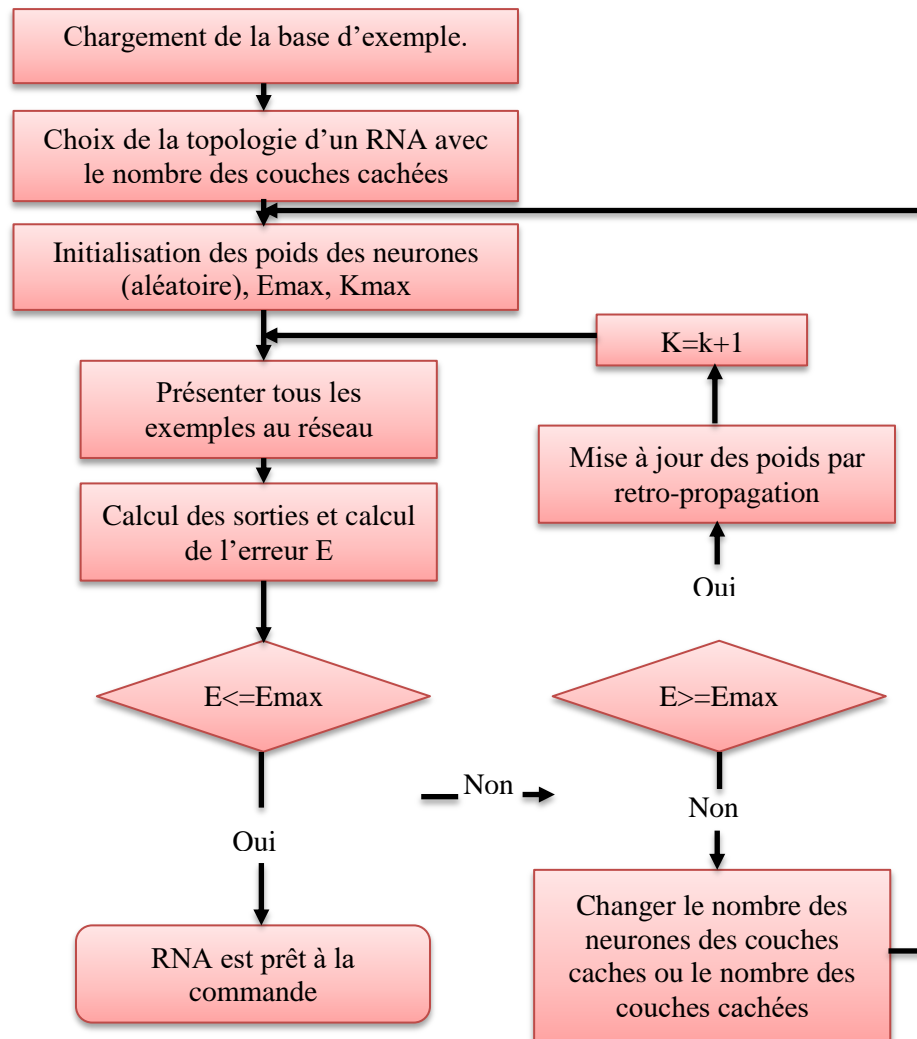


Figure 4.10. Algorithme d'apprentissage par la méthode de rétro-propagation de l'erreur.

Le résultat de l'apprentissage dépend de plusieurs facteurs à savoir :

- Architecture du réseau,
- Valeur des poids initiaux  $w(0)$ ,
- La valeur de la constante  $\eta$  d'apprentissage.

#### 4.2.9. Application de réseaux de neurone sur la commande DTC :

##### 4.2.9.1. Contrôle Direct du Couple par Réseaux de Neurones :

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires. Un réseau de neurone est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont

en fait les activités de certains neurones. Pour l'application considérée dans ce chapitre, ces signaux d'entrée et de sortie sont constitués de suites numériques. Les réseaux de neurones ce sont des filtres non linéaires à temps discret, ils peuvent être statiques (ou non bouclés) ou dynamiques (ou bouclés). Pour transcrire mathématiquement le modèle de ces derniers, un neurone artificiel réalise la fonction suivante : il effectue une multiplication des signaux reçus à son entrée par leur poids respectifs, leur ajoute une polarisation et fait passer le résultat dans un bloc non linéaire.[43] Ce bloc non linéaire est appelé fonction de décision du neurone. Le calcul effectué est donné par :

$$S_i = f \left[ \sum_{j=1}^{ni} w_{ij} \cdot e_j - b_i \right] \quad (4.5)$$

Les perceptrons multicouches est un réseau comportant L couches, chaque neurone d'une couche étant totalement connecté aux neurones de la couche suivante. Chaque neurone k est un automate linéaire généralisé dont la fonction d'activation est  $f_k$ . La mise à jour des poids synaptiques se fait au niveau des algorithmes de l'apprentissage en utilisant la retro-propagation du gradient. Le terme retro propagation du gradient provient du fait que l'erreur calculée en sortie est transmise en sens inverse vers l'entrée. L'erreur commise sur le  $K^{ème}$  nœud de sortie est:

$$\delta_{p,k} = O_{p,k} - X_{p,I,k} \quad (4.6)$$

Où :

$O_{p,k}$  : Vecteur des sorties désire.

$X_{p,I,k}$  : Vecteur des sorties réel du réseau.

Par conséquent l'erreur totale (pour tous les nœuds) est :

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m \delta_{p,k}^2 = \sum_{k=1}^m (O_{p,k} - X_{p,I,k})^2 \quad (4.7)$$

La modification des poids est fonction du calcul du gradient. Ainsi, les poids sur la couche de sortie sont mis à jour de la façon suivante :

$$W_{I,k,j}(t + 1) = W_{I,k,j}(t) + \Delta p W_{I,k,j}(t) \quad (4.8)$$

$$\Delta p W_{I,k,j}(t) = \mu (O_{p,k} - X_{p,I,k}) f'(y_{p,I,k}) X_{p,I-1,j} \quad (4.9)$$

Où

$\mu$ : pas d'apprentissage  $0 < \mu < 1$

#### 4.2.9.2. Développement du contrôleur neuronal :

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) peuvent être utilisés pour concevoir des é numériques pouvant maintenir des performances dynamiques élevées de la machine même avec le problème de dérèglement. Il a été prouvé que les RNA sont des approximations universelles du système dynamique non linéaire. Ils sont capables d'imiter le comportement de n'importe quel système dynamique non linéaire complexe en utilisant le réseau de neurones multicouche approprié. Après avoir été utilisé pendant plusieurs années dans les applications de reconnaissance des formes ainsi que le traitement des signaux et des images, les RNA sont actuellement employés dans une plus large classe de discipline scientifique.

Plusieurs applications ont été reportées dans le domaine de l'électronique de puissance à savoir la détection des défauts et le diagnostic des machines électriques, la commande des convertisseurs de puissance et la commande à haute performance des entraînements électriques. Cet intérêt grandissant dans l'utilisation des RNA dans les différentes disciplines scientifiques est dû à leur parallélisme inhérent qui permet le traitement à très grande vitesse et une implantation des applications en temps réel. Ils sont aussi capables de fonctionner dans des environnements à bruits et ont la capacité de généralisations qui leur permet de tolérer les erreurs ou le manque de données. [40]

#### **4.2.9.3. Principe du contrôleur neuronal :**

Le rôle d'une loi de contrôle est de maintenir certains états d'un système à des valeurs désirées malgré les effets d'éventuelles perturbations. Des principes de contrôle très simples, parfois même mécaniques, sont employés depuis des années. Certains concepts sont toujours encore utilisés de nos jours, mais les lois de commande modernes reposent sur des variables formalismes et sur une théorie du contrôle.

Aujourd'hui, on veut contrôler des systèmes complexes. Il s'agit également de les rendre plus intelligents, c'est-à-dire plus automatisés, plus autonomes, plus performants, plus rapides, tout en réduisant au maximum l'énergie. Ces exigences complexifient largement les systèmes et leurs modèles. [40]

Pour réaliser un réseau de neurone il faut faire trois études principales :

- Choix des variables d'entrées des RNA.
- Choix des variables de sortie des RNA.
- Construction de la base d'apprentissage.

##### **1. Choix des variables d'entrées des RNA**

- La première variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator.
- La deuxième variable d'entrée, nous avons utilisé la variable d'état d'erreur du flux.
- La troisième variable d'entrée, nous avons utilisé la variable d'état d'erreur du couple.

##### **2. Choix des variables de sortie des RNA**

La sortie est représentée par les impulsions des interrupteurs d'onduleur qui représentent des valeurs zéro ou un.

##### **3. Construction de la base d'apprentissage**

La base d'apprentissage du RNA est mise sous forme de fichier ou de tableau matrice). Le réseau de neurones que nous avons utilisé est un réseau multicouche à connexion local qui utilise l'algorithme de rétro-propagation pour leurs apprentissages.[40]

#### **4.2.9.4. Structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC) :**

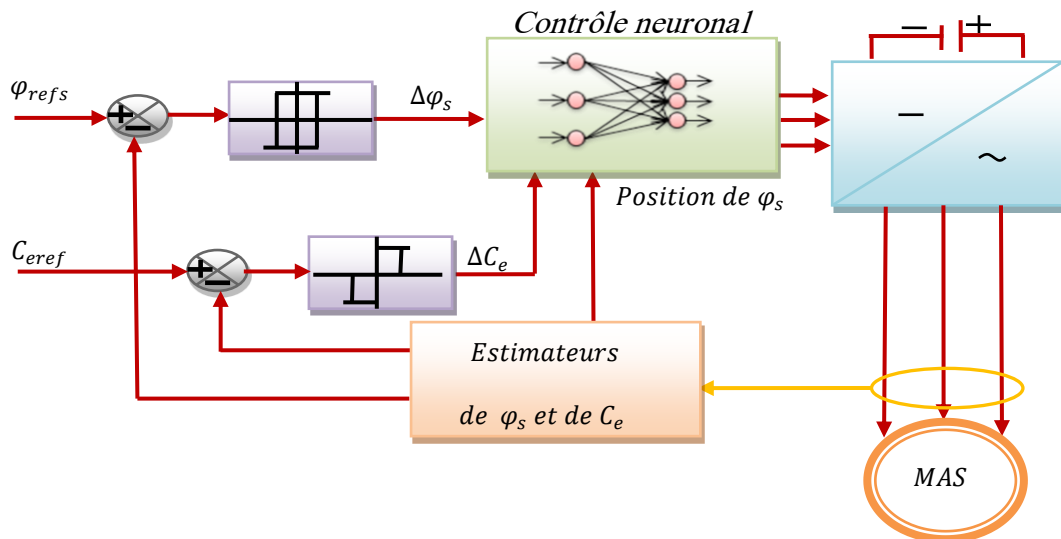


Figure 4.11. Structure d'un contrôleur neuronal directe du couple d'un moteur asynchrone[04]

**4.2.10. Résultats de simulation de la commande neuronale directe du couple d'un véhicule solaire à deux roues motrices :**

Afin de caractériser le comportement de SEV, des simulations ont été réalisées en utilisant le modèle de la figure 4.12. Les résultats suivants ont été simulés dans MATLAB / SIMULINK, et la simulation est divisée en deux phases, la première présente un test de performance de SEV contrôlé par régulation de couple directe à base de réseau de neurones artificiels ANN-DTC avec contrôleur flou adaptatif PI speed dans diverses stratégies seniors et une deuxième phase montre le comportement des sources d'énergie nickel métal hydrure batteries et PV solaire dans différentes phases.

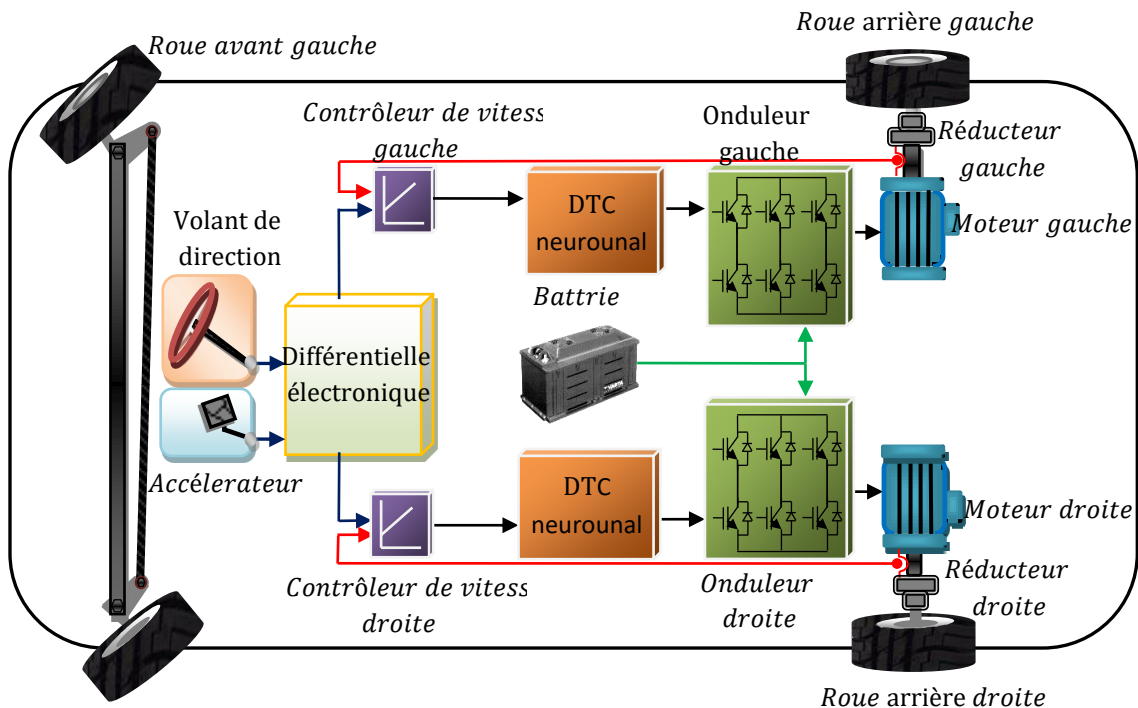


Figure 4.12. Schéma Bloc de la commande directe du couple du véhicule électrique solaire à deux roues arrière.[04]

#### 4.2.10.1. Réglage des gains par logique floue :

Gains Sheduling est une technique qui agit sur les paramètres du régulateur PI ( $k_p, k_i$ ) pour les faire lors du contrôle du système. Celle-ci rend le contrôleur PI adaptable aux systèmes non linéaires. Le schéma de principe de cette technique est illustré dans figure 4.13.

Le contrôleur floue règle les paramètres du PI et lui génère de nouveaux paramètres. Afin qu'il s'adapte à toutes les conditions de fonctionnements, en se basent sur l'erreur et sa dérivée.

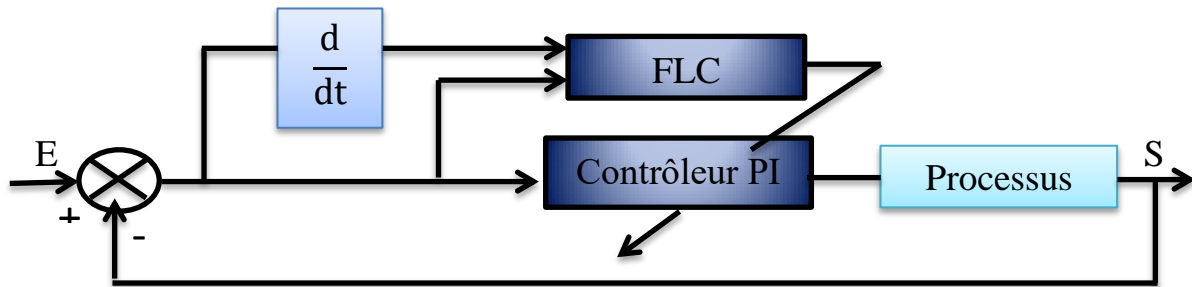


Figure 4.13. Principe d'adaptation PI par la logique floue

#### 4.2.10.2. Description de contrôleur floue :

Les paramètres du contrôleur PI utilisés sont pris normalisés dans l'intervalle [0,1], en utilisant les transformations linéaires suivantes :

$$K_p = (K_p - K_{p \min}) / (K_{p \max} - K_{p \min}) \quad (4.10)$$

$$K_i = (K_i - K_{i \min}) / (K_{i \max} - K_{i \min}) \quad (4.11)$$

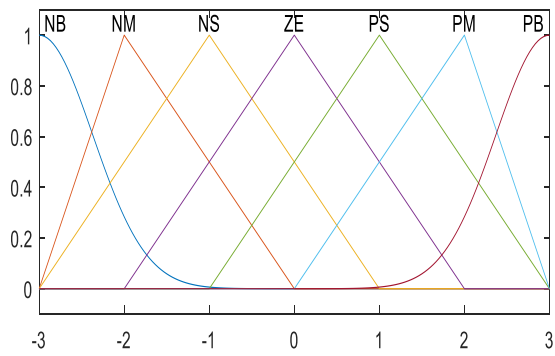
Les entrées du contrôleur floue FLC sont : l'erreur  $e$  et la dérivée de l'erreur  $e$ , les sorties sont : la valeur normalisée de l'action proportionnelle  $K_p$  et la valeur normalisée de l'action intégrale  $K_i$ .

Les sous-ensembles flous des variables d'entrée sont définis comme suit :

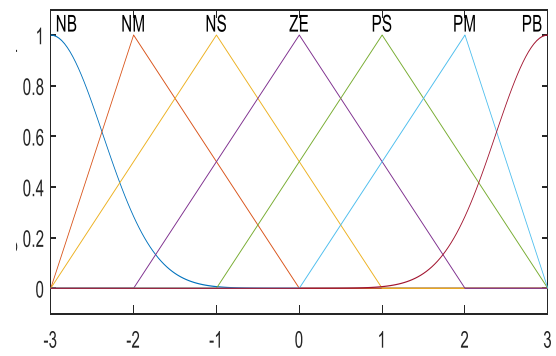
- **PS** : Positif Grand
- **PM** : Positif Moyen
- **PB** : Positif petit
- **Z** : Zéro
- **NS** : Négatif Grand,
- **NM** : Négatif moyen
- **NB** : Négatif petit

Les fonctions d'appartenance pour les entrées et de sont définies dans l'intervalle [-1,1] figure 4.14, et les fonctions d'appartenance pour les sorties sont définies dans l'intervalle [0,1] figure 4.15.

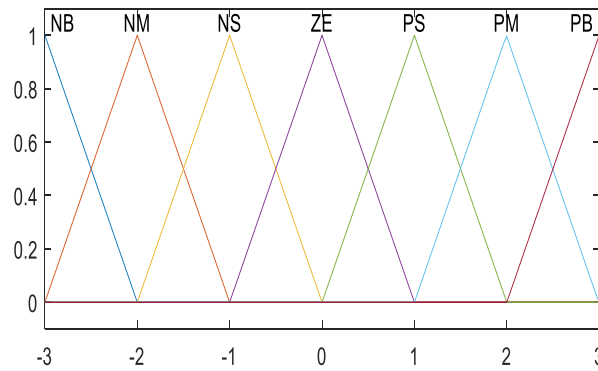
**$K_i$  Adaptive :**



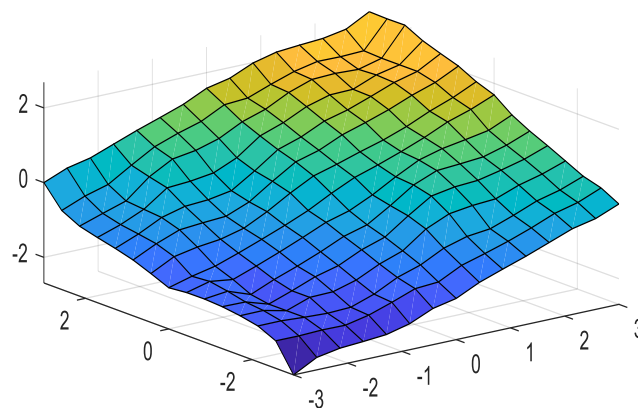
a) Fonction d'appartenance pour e



b) Fonction d'appartenance pour de



c) Fonction d'appartenance pour  $K_u$

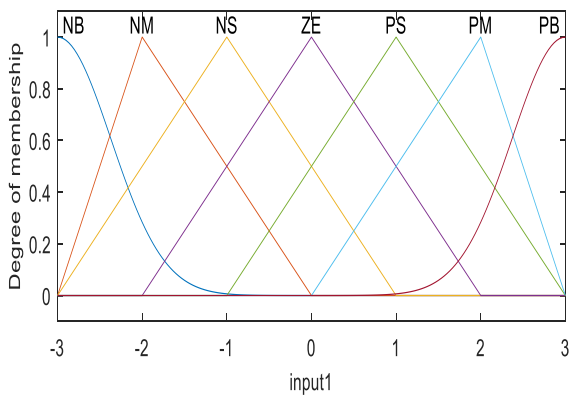


d) Surface du régulateur floue pour  $K_i$

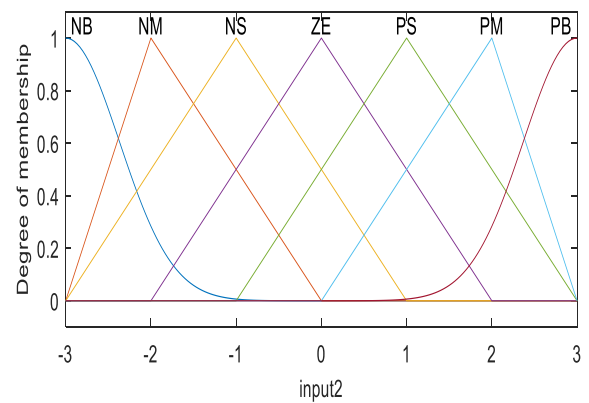
Figure 4.14. Les fonctions d'appartenances entrées, sortie et la surface pour régulateur pour  $K_i$

Tableau 4.2. Base de règle pour la sortie  $K_i$

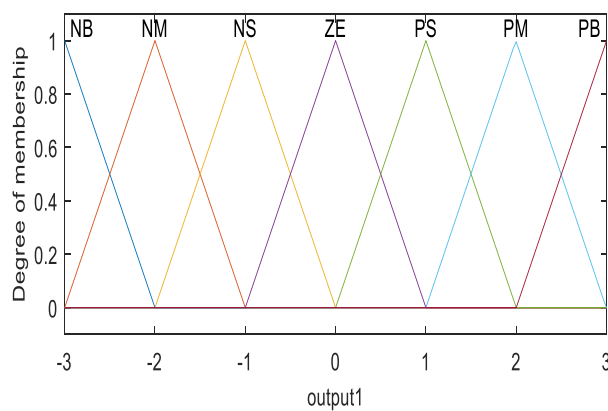
$\Delta C$ \ $\Delta E$	<b><u>NB</u></b>	<b><u>NM</u></b>	<b><u>NS</u></b>	<b><u>ZE</u></b>	<b><u>PS</u></b>	<b><u>PM</u></b>	<b><u>PB</u></b>
<b><u>NB</u></b>	NB	NB	NM	NM	NS	ZE	ZE
<b><u>NM</u></b>	NB	NB	NM	NS	NS	ZE	ZE
<b><u>NS</u></b>	NS	NB	NS	NS	ZE	PS	PS
<b><u>ZE</u></b>	NM	NM	NS	ZE	PS	PM	PM
<b><u>PS</u></b>	NM	NS	ZE	PS	PS	PM	PM
<b><u>PM</u></b>	ZE	ZE	PS	PS	PM	PB	PM
<b><u>PB</u></b>	ZE	ZE	PS	PM	PM	PB	PM



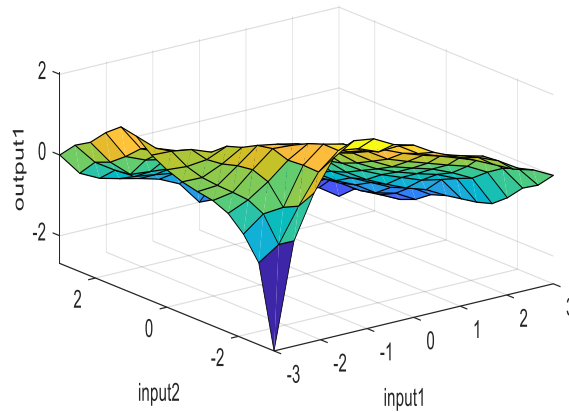
a) Fonction d'appartenance pour e



b) Fonction d'appartenance pour de



c) Fonction d'appartenance pour  $K_u$

d) Surface du régulateur floue pour  $K_p$ Figure 4.15. Les fonctions d'appartenances entrées, sortie et la surface pour régulateur pour  $K_i$ Tableau 4.3. Base de règle pour la sortie  $K_p$ 

$\Delta C$ $\Delta E$	<u>NB</u>	<u>NM</u>	<u>NS</u>	<u>ZE</u>	<u>PS</u>	<u>PM</u>	<u>PB</u>
<u>NB</u>	NB	PB	PM	PM	PS	ZE	ZE
<u>NM</u>	PB	PB	PM	PS	PB	ZE	NS
<u>NS</u>	NS	PM	PM	PS	ZE	NS	NS
<u>ZE</u>	PM	PM	PS	ZE	NS	NM	NM
<u>PS</u>	PS	PS	ZE	NS	NS	NM	NM
<u>PM</u>	PS	ZE	NS	NM	NM	NM	NB
<u>PB</u>	ZE	ZE	NM	NM	NM	NB	NB

Les bases de règles pour calculer les paramètres de  $K_p$  et  $K_i$  sont représentés aux tableaux 4.2 et 4.3.

#### 4.2.10.3. Résultats de simulation :

##### a) la commande neuronale directe de couple d'un véhicule solaire à deux roues motrices :

Pour tester la robustesse de la commande neuronale directe du couple nous avons subi notre véhicule solaire à deux roues motrices à des tests sévères. Ces tests sont divisés en quatre phases, ils sont définies comme suit :

- La première phase la VES se déplace sur une route droite avec une vitesse linéaire de 20 Km / h du VES.
- La seconde phase correspond à la phase d'accélération la vitesse atteint 40 km / h.
- La troisième phase (décélération) la VES se déplace sur une route avec une vitesse de 30 Km / h.

- La quatrième phase le VES monte une rampe de 10% (une rampe de 10% signifie que le véhicule s'élève de 10m lorsqu'il a parcouru 100m) avec une vitesse linéaire de 30 km/h.

Les topologies de routes sont montrées sur la Figure 4.16, quand les contraintes de route de vitesse sont illustrées dans le Tableau 4.4.

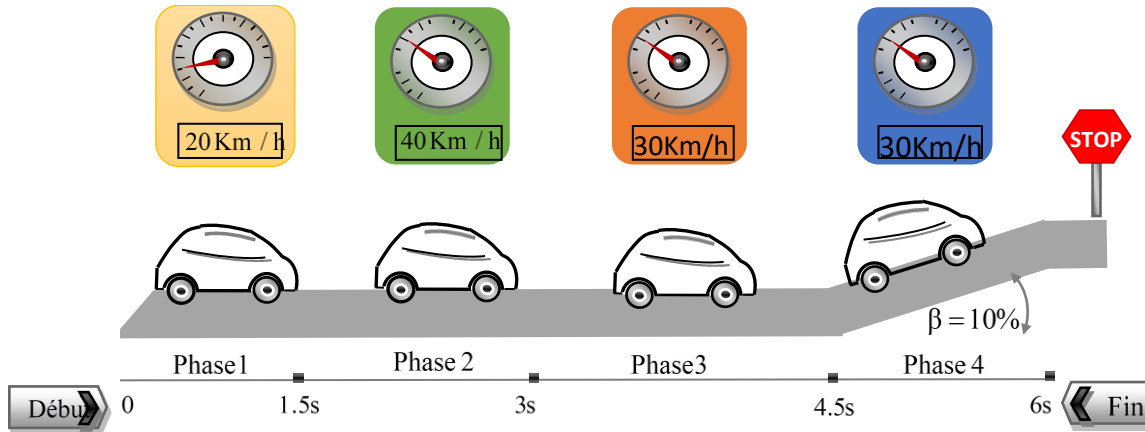


Figure 4.16 : Scénarios de conduite du VES

Tableau 4.4. Topologie de route de conduite spécifiée.

Phase	1	2	3	4
Vitesse du VES [km/h]	Démarrage 20	Accélération 40	Décélération 30	Pente de 10% 30

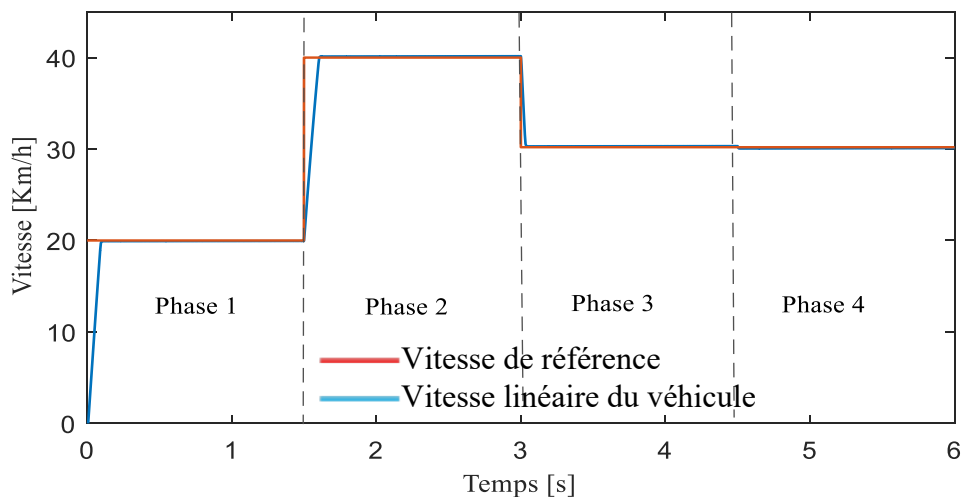
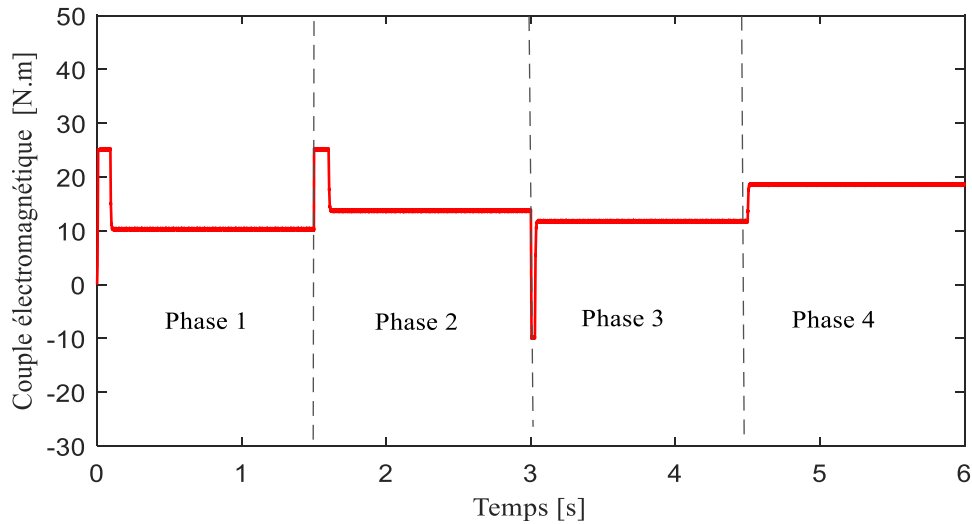
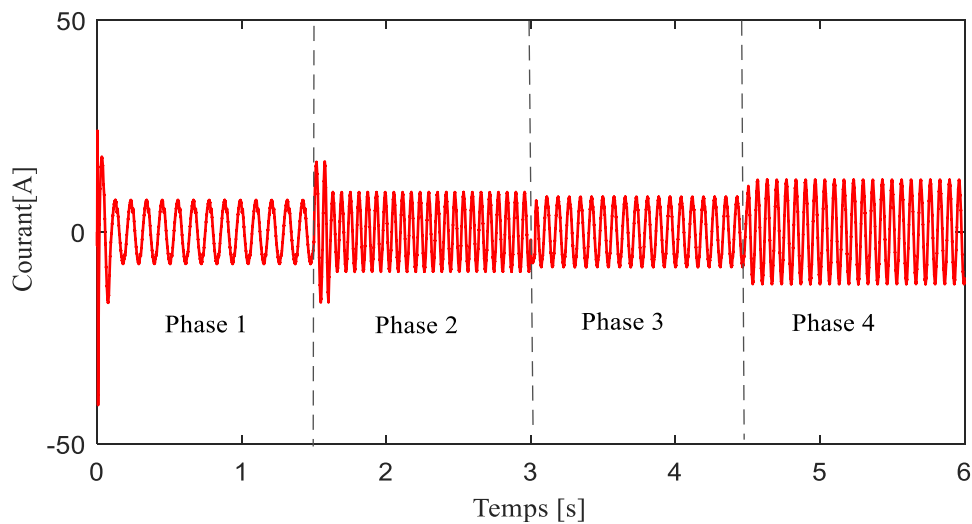


Figure 4.17. la variation de vitesse linéaire du véhicule dans les différents étapes.



a) Variation du couple électromagnétique du véhicule dans différentes phases.



b) Variation courant du VES dans les différentes phases.

Figure 4.18: résultats de simulation de contrôle neuronal direct de couple d'un VES

La figure 4.18 a) et b) illustrent la variation du courant de phase et de la couple électromagnétique. Dans la première phase (phase de démarrage) pour que le VES démarré avec une vitesse de 20 km/h, le véhicule demande un courant de 12.4 A. Pour chaque moteur ce qui explique un couple électromagnétique de 25 Nm. Dans la phase d'accélération en remarque un appelle de courant de 17.5A. Tant disque dans la dernier phase en voit bien que les deux moteurs développe presque 15 Nm chacun pour atteindre une vitesse de 30 km/h et vaincre une pente de 10%.

En remarque que dans la deuxième phase il y'a un appelle de courant considérable qui atteigne 10A. Le courant est en maximum 16.88A dans la quatrième phase (pente de 10%).

Les résultats sont inscrits dans le tableau 4.5

Table 4.5. Les valeurs de couple électromagnétique et de courant de phase dans différentes phases

Phases	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phases 4
<b>Courant du moteur à induction droit [A]</b>	6.20	7.55	6.66	8.44
<b>Courant du moteur à induction gauche [A]</b>	6.20	7.55	6.66	8.44
<b>Courant de deux moteurs à induction [A]</b>	12.40	15.10	13.32	16.88
<b>Couple électromagnétique du moteur à induction droit [N.m]</b>	37.15	49.70	41.60	65.9
<b>Couple électromagnétique du moteur à induction gauche [N.m]</b>	37.15	49.70	41.60	65.9
<b>Couple électromagnétique de deux moteurs à induction [N.m]</b>	74.30	98.40	83.20	131.8

Tableau 4.5 et figure 4.19 montrent la variation du couple résistive comparé avec le couple moteur.

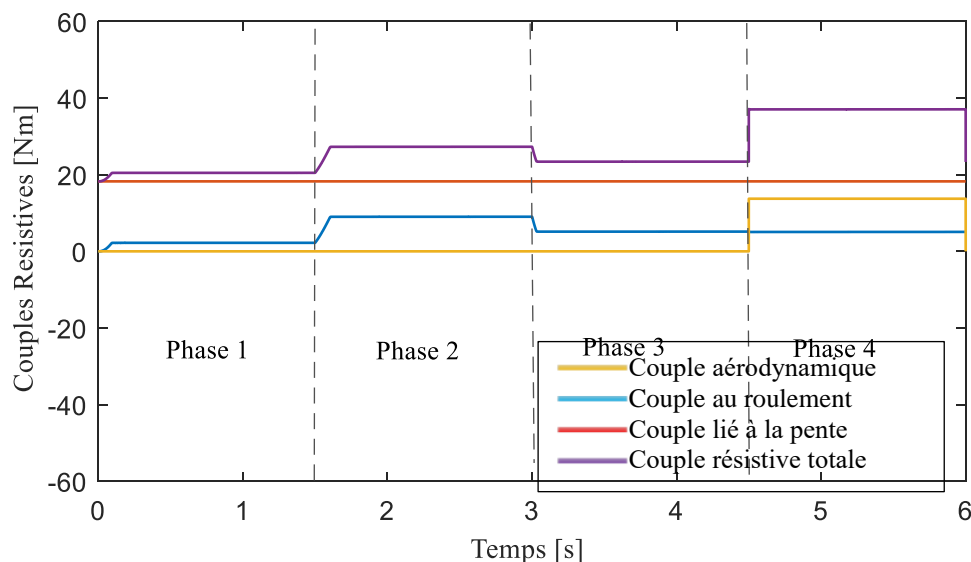


Figure 4.19 : Variation couple résistive du VES dans les différentes phases.

La figure 4.19 traite la variation des couples résistive de véhicule dans différentes phases comme décrit dans le tableau 4.8, le couple résistive du véhicule est de 20,54 Nm dans la première phase.

Dans la deuxième phase les moteurs arrière développent de plus en plus d'effort pour satisfaire la demande de la chaîne de traction qui impose un couple résistive de 25.3 Nm.

En remarque que la deuxième phase développer presque le double effort que la première phase pour satisfaire la demande. Le tableau 4.6 dans plus de détails.

Tableau 4.6. Couple de VES comparé avec le couple moteur

Phases	1	2	3	4
<b>Le couple résistive de véhicule [N.m]</b>	20.54	27.50	23.40	38.10
<b>le couple résistive globale de véhicule comparé avec couple nominal du moteur 30.98 Nm</b>	66.30 %	88.76 %	75.53 %	122.65 %

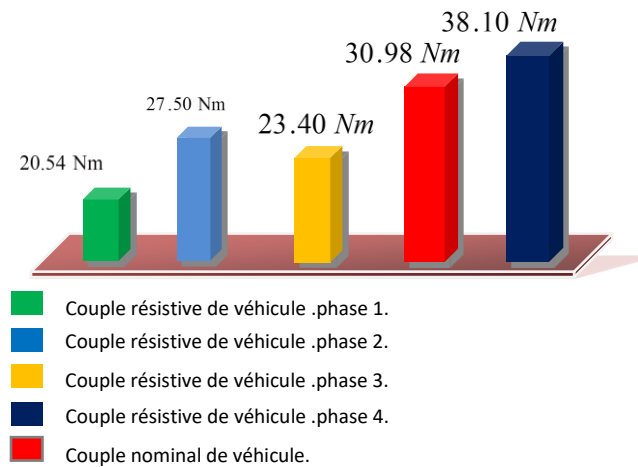


Figure 4.20: Evaluation de couple résistive globale de véhicule Pour comparer avec couple nominal du moteur dans différentes phases.

### **4.3. Conclusion :**

Ce chapitre présente un état de l'art sur les nouveaux outils de raisonnement intelligent utilisés dans les systèmes automatique. Nous avons présenté les différentes notions et terminologies utilisées en logique floue. La théorie des ensembles flous, les différentes étapes de l'inférence floue et la méthode de réalisation d'un régulateur flou ont été développés. Les notions de base sur les réseaux de neurones, les différentes architectures et modèles les plus utilisés ont été exposés. Nous avons cité les résultats de la simulation de commande neuronale de la commande directe de couple d'un véhicule dans différentes phases. Le chapitre suivant présent la modélisation et simulation d'un véhicule solaire.

# *Chapitre 05*

*Gestion d'énergie d'un  
véhicule électrique solaire à  
deux roues motrices*

## 5.1. Introduction

Les moteurs fonctionnant aux combustibles fossiles comme l'essence, le diesel, etc. contribuent à 25 % des émissions mondiales de dioxyde de carbone. Par conséquent, la recherche de véhicules électriques partiellement/complètement alimentés par l'énergie solaire a reçu beaucoup d'attention ces dernières années. Avec une efficacité de conversion de puissance énorme jusqu'à 65 % ; Toutes les voitures particulières devraient être des véhicules 100% zéro émission des années plus tard grâce aux stratégies de gestion de l'énergie (EMS).

La stratégie de gestion de l'énergie (EMS) est l'une des technologies clés pour les véhicules électriques solaires (SEV) en raison de son impact sur les performances des véhicules. Non seulement il répond à la demande énergétique du véhicule, mais il satisfait également tout : le plein potentiel des sources d'énergie, la réduction de la consommation de carburant, l'allongement de la durée de vie des composants, la réduction du coût économique, etc. Chaque type de système de gestion de l'énergie a ses propres modes de fonctionnement, son champ d'application et ses performances.

Chaque source d'énergie a des propriétés physiques différentes. Ils jouent différents rôles dans différentes constructions de FCSEV comme (B/PAC, B/PAC/SC, etc.). Il est donc utile de connaître les caractéristiques des sources d'énergie pour exploiter le plein potentiel de chaque source et atteindre les objectifs du système de gestion de l'énergie. Par conséquent, les objectifs et les technologies des EMS doivent être définis conformément à leurs rôles.

## 5.2. Stratégie de gestion de l'énergie

Le système de gestion de l'énergie (EMS) dans VE est essentiellement une unité de contrôle électronique (ECU) qui aide à utiliser judicieusement les ressources énergétiques disponibles. Contrôlé via un microprocesseur avancé, il reçoit diverses entrées sensorielles, le système interne et les commandes du pilote pour calculer la demande de puissance requise. Sur quoi les signaux de commande appropriés vers le PEI se déclenchent pour un transfert d'énergie en douceur de la batterie aux roues et vice-versa. Non seulement le système EMS interprète et enregistre les données, mais il observe également les données provenant des entrées des capteurs et essaie d'améliorer la plage de conduite en appliquant des algorithmes de contrôle appropriés (Figure 5.1).

L'EMS peut être divisé en stratégies basées sur des règles (RBS), stratégies basées sur la fréquence (FBS) et stratégies basées sur l'optimisation (OBS). RBS peut également être divisé en stratégie basée sur des règles déterministes (DRBS) et stratégie basée sur des règles floues (FRBS). Les règles de contrôle de RBS sont conçues en fonction de l'intelligence et de l'expérience humaines et généralement sans connaissance préalable d'un cycle de conduite [58]. Les stratégies basées sur la fréquence sont spécialisées pour FCSEV en raison de la faible caractéristique dynamique de la pile à combustible.

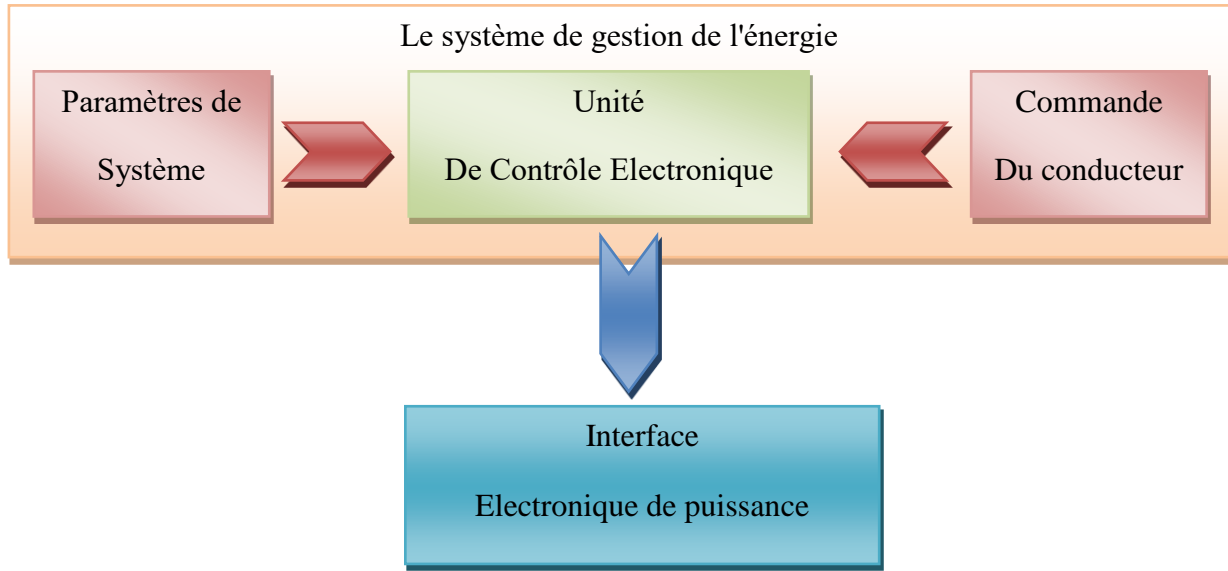
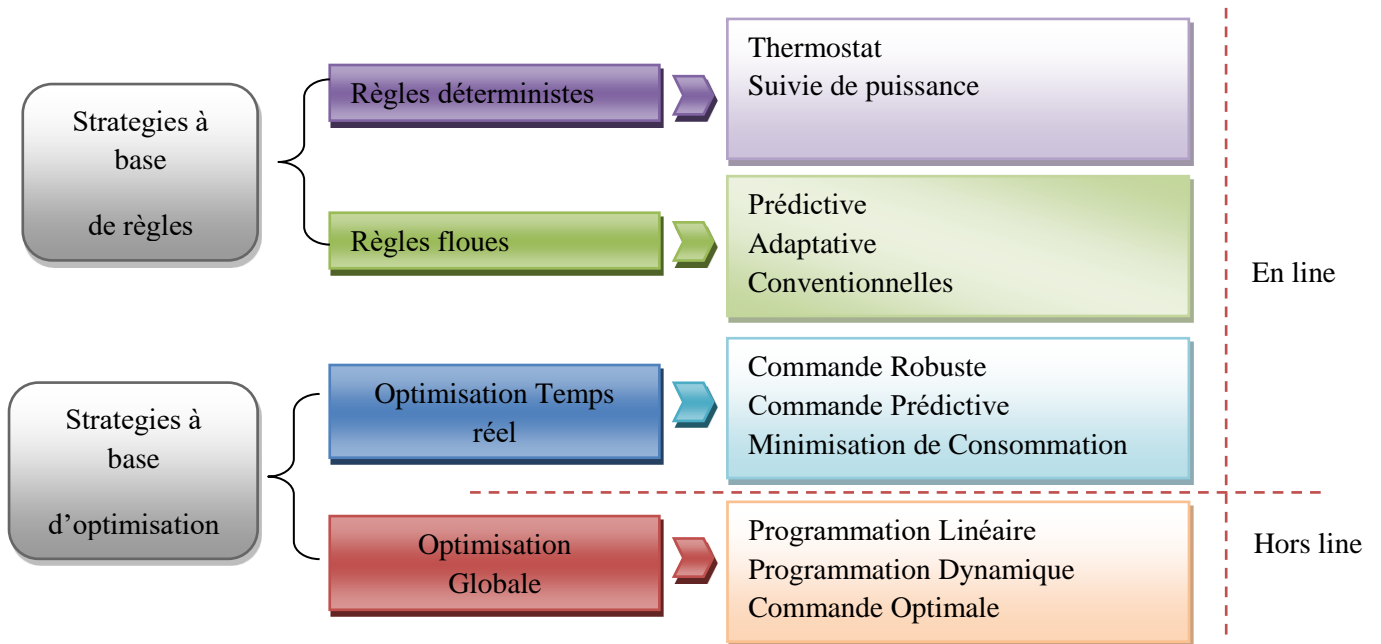


Figure 5.1 : schéma fonctionnel typique d'un EMS

La stratégie basée sur l'optimisation peut être divisée en stratégie basée sur l'optimisation locale (LOPS), également appelée stratégie d'optimisation en temps réel ou stratégie d'optimisation en ligne, et stratégie basée sur l'optimisation globale (GOBS), également appelée stratégie d'optimisation hors ligne [59]. Les algorithmes ou stratégies de gestion de l'énergie pour un véhicule solaire peuvent être classés de la façon suivante (Hankache, 2008) :



### 5.2.1 Strategies On/Off-line

La gestion de l'énergie peuvent être classées selon la première vision en deux catégories : des stratégies On-line qui nécessitent uniquement des informations en temps réel et des stratégies Off-line qui requièrent une connaissance a priori de la puissance demandée.

#### 5.2.1.1 Stratégies On-line

Le premier groupe de ces stratégies de gestion d'énergie est les stratégies On-line. Ces stratégies tiennent en considération les informations en temps-réel (vitesse ou accélération de véhicule, puissance, tension, courant ou l'état ce charge des sources ou charges). Ces techniques, sont généralement basées sur des règles qui permettent l'optimisation On-line. Les conditions réelles de la conduite sont très aléatoire ; en fonction du trafic, du type de route, du style de conduire ou de conditions météorologiques.

Les techniques On-line, sans connaissance préalable de futures conditions de conduire, semblent être plus adéquate pour effectuer la gestion de l'énergie dans les véhicules routiers. L'inconvénient de ces techniques est qu'elles proposent des solutions qui ne sont pas nécessairement optimales [41]. Parmi les techniques On-line, stratégies de gestion de l'énergie à base de la logique floue, régulation de la tension du bus continu ou régulation de l'état de charge.

#### • Stratégies à base de la logique floue :

Les contrôleurs flous sont largement utilisés à effectuer la gestion de l'énergie dans les véhicules électriques hybrides. Ces contrôleurs ne nécessitent pas des modèles mathématiques complexes comme l'exige le contrôle classique, sachant qu'il a été démontré que ce type de contrôleurs fonctionne dans des applications réelles.[41] a conçu un contrôleur flou en utilisant des ensembles flous de type-2 pour la gestion de l'énergie dans un VEH équipé de trois sources d'énergie batteries, super condensateurs et un système de pile à combustible. Une validation expérimentale du même travail est présentée dans [42].

En règle générale, la sortie du contrôleur flou est une référence de puissance de la source de conversion de l'énergie (Pile à combustible). Cette sortie est calculée pour fournir la puissance nécessaire à propulser le véhicule, tout en préservant l'état décharge de la batterie et/ou du super condensateur entre les limites prédéterminées.

Dans les VEH, le calcul de la valeur de référence ne considère pas la valeur précédente de la puissance de sortie de la pile à combustible. Le principal inconvénient est que la valeur de référence peut varier beaucoup plus rapidement que la sortie réelle, ce qui peut provenir des problèmes de stabilité [43].

[44] a présenté un contrôleur flou pour la gestion de l'énergie dans un VEH équipé d'une pile à combustible et super condensateur où les entrées sont l'état décharge du SC et la puissance de la charge demandée. [45] et [46] ont présenté des travaux similaires pour un VEH équipé d'une pile à combustible et batterie, dont [46] a ajouté l'estimation de l'état de charge de la batterie comme une troisième entrée.

[47] et [48] ont proposé un contrôleur flou pour une source solaire. Dans cette stratégie, la puissance de référence de la charge est filtrée en utilisant la transformée en ondelettes et la puissance à basse fréquence est uniquement utilisée comme entrée du contrôleur flou. [49] à utiliser la même stratégie et le même contrôleur pour source solaire à batterie et super condensateur.

- **Régulation de la tension du bus continu :**

Les stratégies de la gestion de l'énergie basées sur la régulation de la tension du bus continu se concentrent sur la gestion des pics transitoires de puissance pendant l'accélération et le freinage, en utilisant les sources de stockage de l'énergie (Super condensateur, Volants d'inertie ou Batteries). Ces techniques exploitent la dynamique rapide du système de stockage pour renforcer la dynamique lente de la pile à combustible.

[50] et [51] ont présenté une commande par platitude des transferts d'énergie dans une source hybride à pile à combustible et super condensateur en fixant la valeur de la tension du bus continu à une valeur de référence dépendant de l'état de charge du système. Pour la même structure, [52] et [53] ont proposé une commande basée sur la passivité et une commande par mode glissant respectivement.

- **Régulation de l'état de charge :**

L'état de charge (SOC) est un indicateur de l'énergie stockée dans un système de stockage. Un SOC élevé indique la disponibilité de l'énergie mais une capacité faible pour la récupération et SOC faible indique une faible énergie mais une capacité élevée pour la récupération. Le SOC doit être maintenu dans un intervalle prédéterminé pour éviter le fonctionnement dans les points extrêmes de la charge.

### 5.2.1.2 Stratégies Off-line

Une des approches la plus répandue dans la commande optimale, est la programmation dynamique. Elle est basée essentiellement sur l'optimisation des solutions des problèmes non linéaires avec contraintes ; en effet, elle permet de calculer en boucle fermée une loi de commande qui dépend directement de l'état précédent par l'association des équations de Hamilton - Bellman - Jacobi à la théorie des graphes. Un outil d'optimisation globale dédié à l'optimisation énergétique des véhicules hybride appelé « KOALA » basé sur ce principe [54][ 55]. Cette technique a été présentée afin de minimiser la consommation du carburant ou de l'hydrogène et l'émission dans les véhicules électriques hybrides ou à pile à combustible. Cette technique possède certains inconvénients de telle sorte qu'il est difficile à l'implémenter sachant qu'elle ne peut pas être adaptée aux modèles complexes [56].

[57] a proposé deux méthodes pour une gestion d'énergie d'un véhicule électrique hybride à pile à combustible; la première est un algorithme de programmation linéaire appliqué Off-line et la deuxième, c'est une optimisation On-line par des contrôleurs PID.

Une autre méthode a été proposée par [58], appelée gestion de l'énergie à base de SCM (Stiffness Coefficient Model) pour améliorer la consommation d'hydrogène d'un véhicule électrique

hybride à pile à combustible; cette commande règle le SOC de la batterie par des coefficients de pondération simulés Off-line.

Certains auteurs proposent une autre approche appelée Stratégie de gestion énergétique fréquentielle [59][60]; le premier propose une analyse fréquentielle de Fourier pour filtrer le profil de puissance, où la distribution de l'énergie est basée sur les caractéristiques des sources et le filtrage fréquentiel : les sources qui ont une énergie spécifique élevée fournissent les harmoniques à basse fréquence et les sources qui ont une puissance spécifique élevée fournissent les harmoniques à haute fréquence. Le deuxième auteur propose une stratégie fréquentielle pour la gestion d'énergie d'une locomotive contient un MCI, un système à volant d'inertie et des batteries. Le MCI fonctionne à un point constant, le volant d'inertie fournit la partie de puissance à haute fréquence et les batteries fournissent la partie de puissance à basse fréquence. La figure 5.2 résume l'appartenance fréquentielle de chaque source.

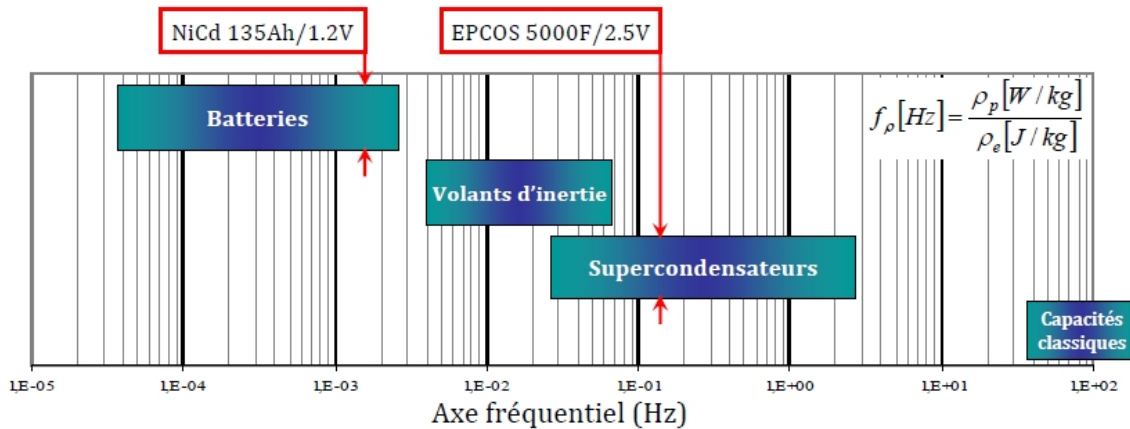


Figure 5.2: Projection du plan de Ragone sur un axe fréquentiel [60].

## 5.2.2 Stratégies à base Optimisation/Règles

### 5.2.2.1 Stratégies à base d'optimisation

Dans les stratégies de contrôle à base d'optimisation, en minimisant les fonctions de coût, la consommation de carburant et/ou les émissions du  $CO_2$ , la référence des couples optimales et rapports de vitesse optimales peuvent être trouvées. Les solutions optimales globales peuvent être obtenues en effectuant l'optimisation sur un cycle de conduite fixe. Cependant, avec ces techniques de contrôle, de gestion de l'énergie en temps réel n'est pas possible directement. En même temps, les résultats de ces stratégies peuvent être utilisés pour comparer les caractéristiques des autres stratégies de contrôle et également en tant que base afin de définir des règles pour la mise en œuvre en ligne [61].

### 5.2.2.2 Stratégies à base de règles

L'aspect principal impliqué dans les approches de gestion de l'énergie à base de règles est leur efficacité en temps réel ainsi que le contrôle du flux de puissance dans l'entraînement hybride. Les règles sont conçues sur la base de l'heuristique, l'intuition, l'expertise humaine et les modèles mathématiques et même, en général, sans connaissance priori d'un cycle de conduite prédéfini [62].

Ces stratégies peuvent être classées en stratégies à base de règles déterministes et règles floues [63]. Les contrôleurs à base de règles déterministes fonctionnent sur un ensemble de règles qui ont été définies et mises en œuvre avant l'utilisation réelle et des machines d'état sont proposées comme une méthode réussie de leur mise en œuvre [64]. Les systèmes flous sont basés sur la connaissance des experts ou des systèmes à base de règles floues. La connaissance d'un expert peut être utilisée pour former une base de règles et en utilisant la prise de décision par la logique floue, un contrôle en temps réel peut également être réalisé [61].

### 5.3 Technique de gestion de l'énergie au bord d'un VE

Le système de gestion de l'énergie doit garantir les éléments suivants :

- Faible consommation d'hydrogène ;
- Efficacité globale élevée du système ;
- Périmètre restreint du SOC batterie/super condensateur ;
- Longue durée de vie.

Ceci est réalisé en contrôlant la réponse en puissance de chaque source d'énergie avec la demande de charge via leurs convertisseurs associés, en utilisant un EMS donné.

#### Exemple

Le tableau 5.1 indiquées cinq exigences de conception d'un EMS.

$$[Pf_{min} - Pf_{max}]$$

Tableau 5.1 : Exigence de conception de la gestion de l'énergie

Puissance de la pile à combustible $[Pf_{min} - Pf_{max}]$	Kw	1-10
Puissance de la batterie $[Pbatt_{min} - Pbatt_{max}]$	Kw	1.2-4
Etat de cahrgé de la battrie $[SOC_{min} - SOC_{max}]$	%	60-90
Tension de bus CC $[Vdc_{min} - Vdc_{max}]$	V	250-280
Pente maximale du courant de la pile à combustible	A/s	40

La tension du bus cc (ou super condensateur SOC) est régulée par les convertisseurs de batterie pour toutes les stratégies EMS, comme illustré à la figure 5.3. La principale différence entre les EMS repose sur l'approche pour obtenir la puissance de référence de la pile à combustible. Les sections suivantes décrivent le SME considéré en détail. [65]

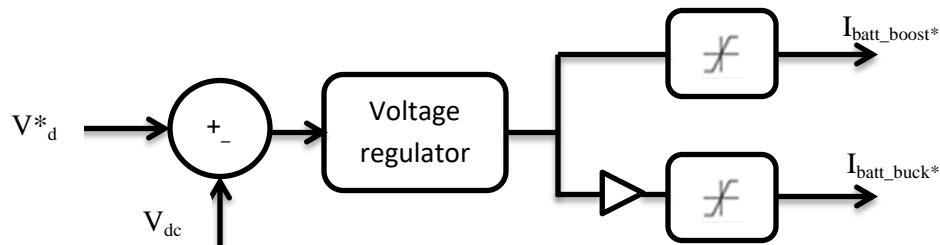


Figure 5.3 : schémas de contrôle de la tension du bus CC communs à tous les EMS

### - Contrôle PAC

Ce contrôle permet au PAC d'atteindre le point de fonctionnement approprié. La figure 3(a) montre la structure de contrôle PAC. La commande adaptative détermine la puissance de référence pour le PAC. A partir de cette puissance et de la tension PAC, le courant de référence PAC est déterminé, qui est limité en fonction des courants maximum et minimum que le PAC peut générer.

Deux boucles de régulation parallèles et indépendantes assurent le bon fonctionnement du PAC. Les deux utilisent l'erreur entre la référence de courant PAC et le courant réel dans les régulateurs PI. L'un d'eux génère l'hydrogène entrant au PAC, et un autre détermine le rapport cyclique du convertisseur PAC.

### - Contrôle de la batterie

Le contrôle de la batterie, illustré à la Figure 5.4 (b), détermine le cycle de service approprié du convertisseur de batterie afin de maintenir la tension nominale du bus CC de traction, tandis que la tension de la batterie varie en fonction du mode de fonctionnement (charge ou décharge) de la batterie. Lorsque le système demande de l'énergie à la batterie tout en essayant de maintenir la tension nominale du bus cc de traction, le cycle de service du convertisseur de batterie augmente de sorte que la tension de la batterie diminue et que la batterie se décharge. Au contraire, lorsqu'il y a un excès de puissance dans le système, le cycle de service diminue, la tension de la batterie augmente et, par conséquent, la batterie est chargée. En conclusion, le convertisseur de batterie est contrôlé pour la régulation de la tension du bus continu, permettant la charge et la décharge de la batterie.

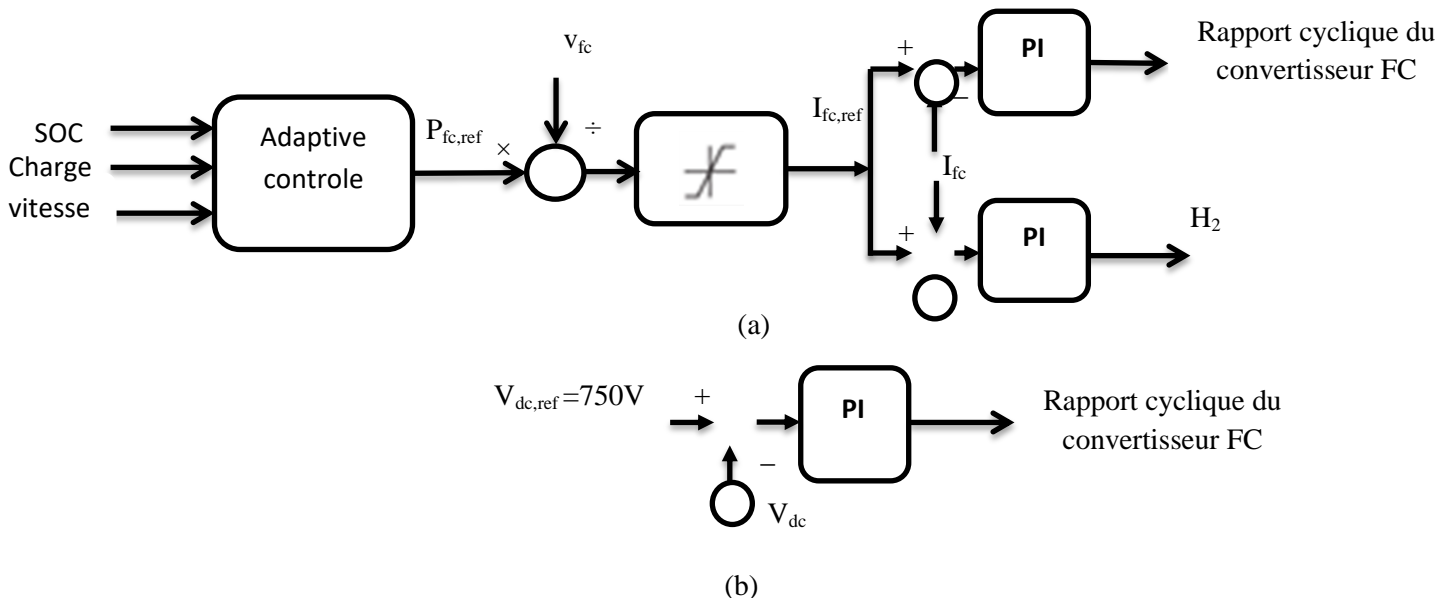


Figure 5.4 : Structure de contrôle. (a) Contrôle PAC. (b) Contrôle de la batterie.

### 5.3.1 Stratégie de contrôle de la machine d'état

La commande de la machine d'état (STATE MACHINE CONTROL STRATEGY) est basée sur huit états afin de décider du point de fonctionnement pour chaque composant du système hybride. Il

génère la puissance de référence pour le PAC et la batterie et la puissance à dissiper dans la résistance de freinage. De plus, cette commande essaie d'éviter les changements continus de la puissance de référence PAC, car la réponse dynamique PAC est lente. Ainsi, les changements de la puissance de référence se produiront lorsque les composants du système hybride atteindront leur limite. Dans ce cas, les limites suivantes ont été prises en compte : les valeurs maximales et minimales pour la puissance PAC ( $P_{fc\_max}$  et  $P_{fc\_min}$ ), la puissance de la batterie ( $P_{batt\_max}$  et  $P_{batt\_min}$ ) et le SOC de la batterie ( $SOC_{max}$  et  $SOC_{min}$ ). Par conséquent, parfois, PAC fonctionne à puissance constante (stratégie de nivellement de charge), et d'autres fois, il adapte la puissance générée à la demande de charge (stratégie de suivi de charge). Le contrôle adaptatif détermine l'état de fonctionnement en fonction de la charge demandée, de la vitesse du tramway et du SOC de la batterie. Trois niveaux ont été pris en compte pour le SOC de la batterie : SOC élevé (60 % à 65 %), SOC normal (42 % à 60 %) et SOC faible (< 42 %). Ensuite, les huit états sont détaillés.[65]

**État 1**—SOC élevé et  $P_{charge} \leq P_{pac\_max}$  : dans cet état, le PAC fonctionne avec une stratégie de suivi de charge entre sa puissance minimale et sa puissance nominale. Comme la batterie ne peut pas être chargée en raison de son SOC élevé, la résistance de freinage fonctionnera si la charge demandée est inférieure à la puissance minimale du FC. [66]

**État 2** - SOC élevé et  $P_{charge} \geq P_{pac\_max} + P_{batt\_max}$  : ce cas ne se produirait pas car le système hybride a été conçu de sorte que le PAC et la batterie fonctionnant de manière collaborative puissent fournir la demande de puissance de charge à tout moment. Etat 3 - SOC élevé et  $P_{charge} = [P_{pac\_max}, P_{pac\_max} + P_{batt\_max}]$  : Le PAC fonctionne à la puissance maximale, et la puissance générée par la batterie sera  $P_{batt} = P_{charge} - P_{pac\_max}$ , de sorte que le SOC de la batterie diminue.

**État 4** - SOC normal et  $P_{charge} < P_{pac\_opt}$  : dans ce cas, comme la batterie peut être chargée et que FC présente un faible rendement à faible puissance, PAC est sollicité pour générer sa puissance optimale. Par conséquent, la batterie sera chargée et la résistance de freinage fonctionnera si la batterie ne peut pas consommer toute la puissance régénérative. Si, pendant cet état, la batterie atteint un SOC élevé, le système passerait à l'état 1), de sorte que le PAC diminuerait la puissance générée et donc son efficacité.

**État 5** - SOC normal et  $P_{charge} = (P_{pac\_max}, P_{pac\_opt})$  : dans cet état, la batterie est chargée, et donc, son SOC augmente. D'autre part, le PAC fonctionne avec une stratégie de contrôle de niveau de charge ou de suivi de charge, en fonction de la charge demandée. Le FC fonctionne à sa puissance maximale (stratégie de contrôle du nivellement de charge) lorsque la charge demandée est supérieure à  $P_{pac\_max} - P_{batt\_max}$ , et sinon, il fonctionne avec suivi de charge.

**État 6** - SOC normal et  $P_{charge} \geq P_{pac\_max}$  : Cet état est similaire à l'état 3), où le PAC fonctionne à la puissance maximale et la puissance générée par la batterie sera  $P_{batt} = P_{charge} - P_{pac\_max}$  de sorte que le SOC de la batterie diminue.

**État 7** - SOC bas et vitesse = 0 : Si le SOC de la batterie atteint le niveau bas et que le tramway est arrêté, le PAC génère la puissance minimale demandée par le tramway plus une puissance supplémentaire qui chargera la batterie.

**État 8**- SOC faible et vitesse > 0 : dans ce cas, le PAC doit générer la charge demandée plus la puissance de charge maximale de la batterie. Les performances du PAC sont limitées entre sa puissance optimale et sa puissance nominale. Ainsi, la résistance de freinage fonctionnera si la batterie atteint sa puissance de charge maximale.

Dont : SOC élevé:  $SOC > SOC_{max}$

SOC Normal :  $SOC \in [65 ; 85]$

SOC Faible:  $SOC < SOC_{min}$

#### 5.4. La commande MPPT

Le problème du couplage parfait entre un générateur photovoltaïque et une charge (sur tout de type continue) n'est pas encore réellement résolu. Un des verrous technologiques qui existe dans ce type de couplage est le transfert de la puissance maximale du panneau PV à la charge qui souffre souvent d'une mauvaise adaptation. Le point de fonctionnement qui en découle est alors parfois très éloigné du point de puissance maximale PPM.

Beaucoup de chercheurs ont enquêté sur la modélisation d'un système de stockage de charge et décharge, Des problèmes ont été déposés sur ce phénomène tel que la résistance interne de batterie et le mécanisme des porteurs de la charge et la décharge. A cet effet, dans ce travail, nous nous sommes basé seulement sur le cas de charge. Ce travail a pour but la présentation et la simulation sous Matlab pour un système PV sans BOOST et avec BOOST afin d'avoir la charge d'une Batterie.[67]

##### 5.4.1. Le principe de fonctionnement de la commande MPPT

Des lois de commandes spécifiques existent pour amener des dispositifs à fonctionner à des points maximums de leurs caractéristiques sans qu'a priori ces points soient connus à l'avance, ni sans que l'on sache à quel moment ils ont été modifiés ni qu'elles sont les raisons de ce changement. Pour le cas de sources énergétiques, cela se traduit par des points de puissance maximum. Ce type de commande est souvent nommé dans la littérature « Recherche du Point de Puissance Maximum » ou bien « Maximum Power Point Tracking » en anglo-saxon (MPPT). Le principe de ces commandes est d'effectuer une recherche du point de puissance maximal (PPM) tout en assurant une parfaite adaptation entre le générateur et sa charge de façon à transférer le maximum de puissance. La figure 5.7 représente une chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque élémentaire associée à une commande MPPT. Pour simplifier les conditions de fonctionnement de cette commande, une charge DC est choisie. Comme nous pouvons le voir sur cette chaîne, la commande MPPT est nécessairement associée à un quadripôle possédant des degrés de liberté qui permettent de pouvoir faire une adaptation entre le GPV et la charge. Dans le cas de la conversion solaire, le quadripôle peut être réalisé à l'aide d'un convertisseur DC-DC de telle sorte que la puissance fournie par le GPV corresponde à la puissance maximale ( $P_{MAX}$ ) qu'il génère et qu'elle puisse ensuite être transférée directement à la charge.[68]

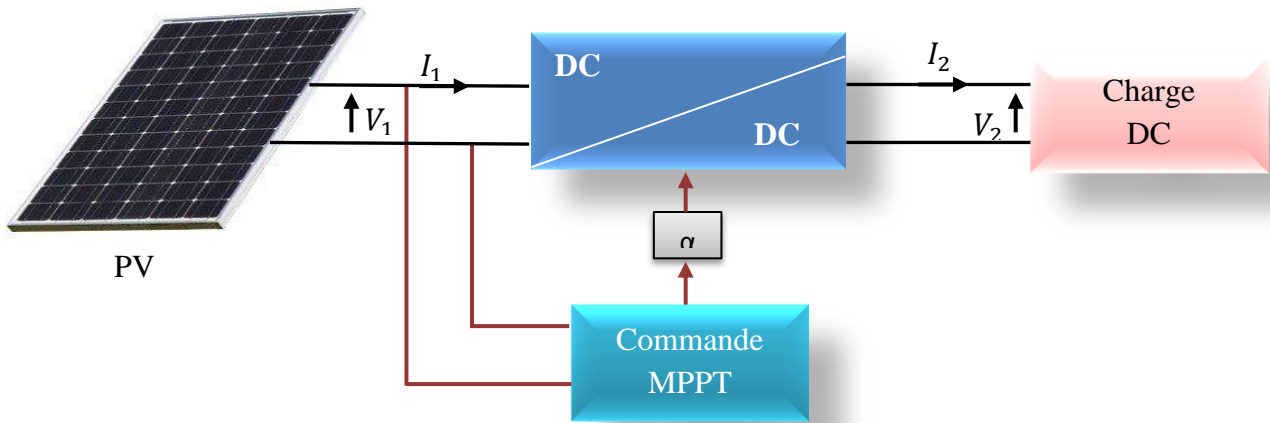


Figure 5.7 : Chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur statique contrôlé par une commande MPPT.

La technique de contrôle communément utilisée consiste à agir sur le rapport cyclique de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement qu'elles que soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment.

Figure 5.8 illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal PPM vers un nouveau point P1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum.

Pour une variation d'ensoleillement (cas a), il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum PPM2. Pour une variation de charge (cas b), on peut également constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande. Dans une moindre mesure, un dernier cas de variation de point de fonctionnement peut se produire lié aux variations de température de fonctionnement du GPV (cas c).

Bien qu'il faut également agir au niveau de la commande, cette dernière n'a pas les mêmes contraintes temporelles que les deux cas précédents. En résumé, le suivi du PPM est réalisé au moyen d'une commande spécifique nommée MPPT qui agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique (CS) pour rechercher et atteindre le PPM du GPV.

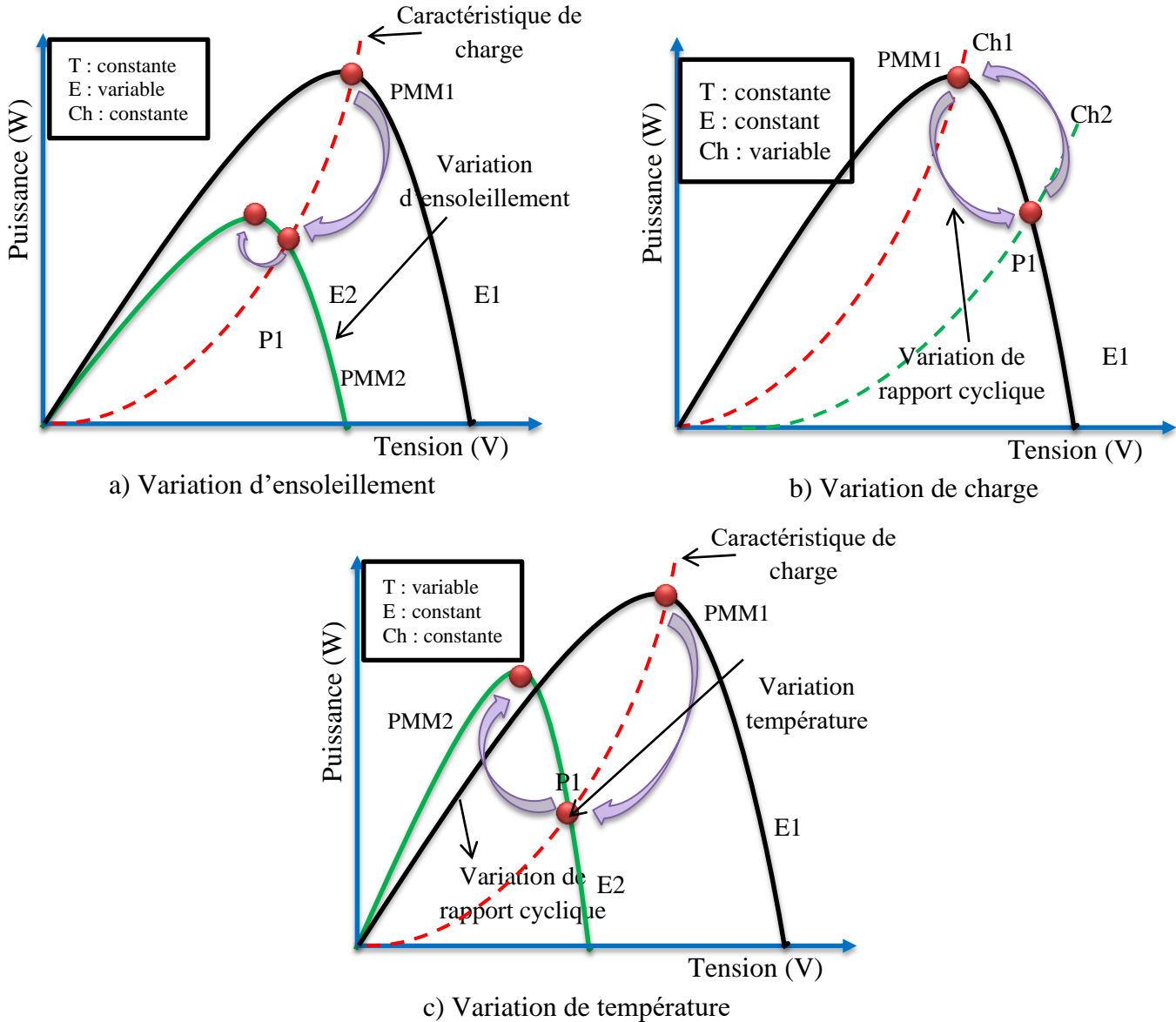


Figure 5.8 Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal.

Il existe plusieurs principes de fonctionnement des commandes MPPT plus ou moins performantes basées sur les propriétés du GPV. Une synthèse des principaux modes de recherche du PPM existants dans ce chapitre nous a permis de bien identifier l'existant et les points qu'il restait à améliorer.[28][68]

## 5.4.2. Les types des méthodes de la commande MPPT

### 5.4.2.1. Les premiers types de commande MPPT

L'algorithme mis en œuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial, avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et

d'éclairement que les applications terrestres. Appliqué initialement au photovoltaïque, son principe a d'abord été décrit par A.F. Boehringer.

Cette commande est basée sur un algorithme de contrôle adaptatif, permettant de maintenir le système à son point de puissance maximum (PPM). Ce dernier est décrit en Figure 5.9 et peut être implanté entièrement en numérique. Cette première approche est destinée beaucoup plus à des applications spatiales car le phénomène de changement aléatoire de l'éclairement et la température n'est pas pris en compte, ceci n'empêche pas que ce simple algorithme a été la base de toutes les stratégies de la MPPT développées par la suite.[69]

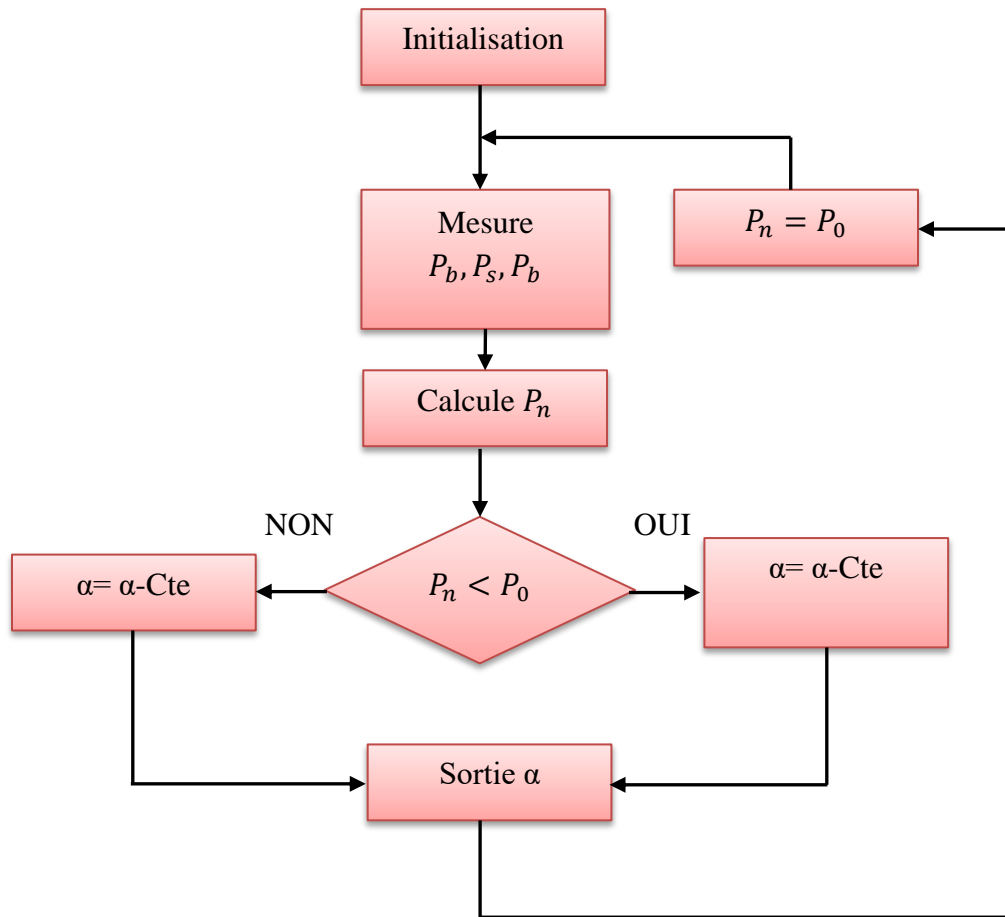


Figure 5.9 : Principe de la première commande MPPT numérique.

Le système démarre d'un rapport cyclique initial  $\alpha_0$  et d'une puissance initiale  $P_0$ , après avoir effectué la mesure du courant  $I_b$  et de tension  $V_b$  aux borne de la batterie et de courant de charge  $I_s$ , le produit  $[(I_b + I_s) \times V_b]$  est calculé. Ce dernier est l'image de la puissance instantanée  $P_n$  délivrée par le panneau photovoltaïque à l'instant où la mesure a été effectuée.

Cette image est alors comparée à la puissance  $P_0$ , et  $P_n$  est inférieure à  $P_0$ , alors  $\alpha$  est incrémenté, si non  $\alpha$  est réduit. Une fois  $\alpha$  modifié,  $P_0$  prend la valeur  $P_n$  et on effectuée une nouvelle mesure de

$I_b, I_s$  et  $V_b$  pour calculer la nouvelle puissance  $P_n$ . de cette commande de façon à obtenir un rendement MPPT proche de 100% en fonction de l'algorithme implanté. De plus, le temps de calcul de MPPT est directement fonction de l'algorithme ainsi que des performances du microprocesseur.[69]

#### 5.4.2.2. Les commande MPPT les plus utilisées

Dans la littérature, nous pouvons trouver différents types d'algorithmes effectuant la recherche du PPM. Les trois méthodes les plus couramment rencontrées sont communément appelées respectivement Perturb et Observ (P&O), Hill Climbing et Incrément de conductance (In Conductance); Pour une meilleure compréhension des performances de ces commandes, nous rappelons brièvement leurs différents principes dans les paragraphes suivants. Nous illustrons chacun de ces modes par les publications majeures du domaine.[54]

##### 1. Principe de la commande "Perturbe et Observe" (P&O)

La méthode (Perturbe & Observe) (P&O) qui est aujourd'hui largement utilisée de par sa facilité d'implémentation. Elle consiste à perturber la tension ( $V_{PV}$ ) d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance ( $P_{PV}$ ) qui en résulte.

Est l'une des méthodes les plus utilisées est sans doute la plus naturelle qui vient à l'esprit pour faire une recherche du point maximal de puissance PPM. Le principe de P & O est d'introduire une petite perturbation de tension en agissant sur le rapport cyclique du convertisseur statique, puis en observant le sens de la variation de puissance de sortie PV, si à tout instant  $j$  la sortie PV puissance  $P(j)$  et tension  $V(j)$  est supérieure à la précédente calculée puissance  $P(j-1)$  et  $V(j-1)$ , puis la direction de la perturbation est maintenu sinon il est inversée. L'organigramme de l'algorithme a 4 cas comme le montre la figure 5.9 et peut être détaillé comme suit :

- Pour une tension  $U(k)$  fixée va mesurer la puissance correspondante  $P(k)$  délivrée par le générateur
- Après un certain temps, l'algorithme impose une tension  $U(k+1) = U(k) + \Delta U$  et mesure également la puissance correspondante  $P(k+1)$ ,
- Si  $P(k+1)$  est supérieure à  $P(k)$  : l'algorithme cherche à imposer une tension plus grande  $U(k+2) = U(k+1) + \Delta U$ . Sinon l'algorithme cherchera au contraire à abaisser la tension  $U(k+2) = U(k+1) - \Delta U$

La figure 5.10 représente la variation de la puissance en fonction de la tension d'un panneau photovoltaïque. On voit que, si suite à une perturbation de tension, la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau PPM.[70]

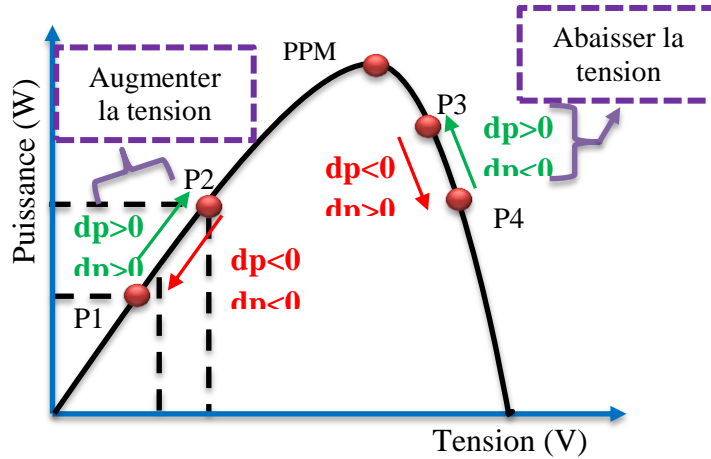


Figure 5.10. Puissance disponible en fonction de la tension aux bornes du générateur PV

De cette manière, le système adapte en permanence la tension aux bornes du générateur photovoltaïque afin de se rapprocher du point de puissance maximum, mais sans jamais l'atteindre précisément. D'autres algorithmes différents existent aussi et des solutions entièrement analogiques parfois assez simples à mettre en œuvre.[70]

Les étapes de la recherche (du point optimal) sont illustrées dans le diagramme de la figure 5.11.

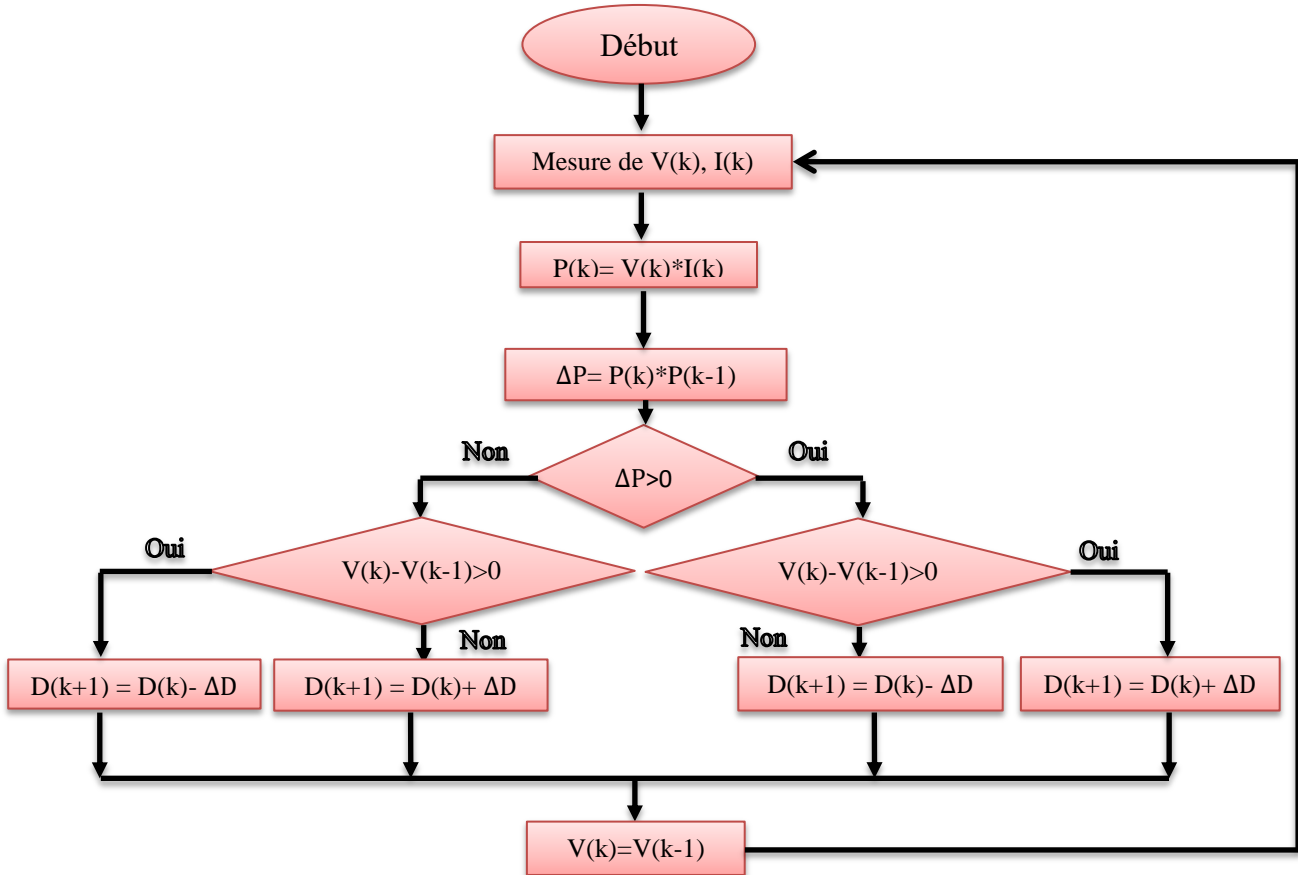


Figure 5.11. Diagramme fonctionnel algorithme "perturbation et observation."

**Légende :**

$V(k)$  : Tension en sortie du panneau à l'itération  $k$

$I(k)$  : Intensité en sortie du panneau à l'itération  $k$

$P(k)$  : Puissance en sortie du panneau à l'itération  $k$

**2. Principe de la commande « Hill Climbing » :**

La technique de contrôle nommée « Hill Climbing » est basée sur la caractéristique  $P(\alpha)$  qui présente un maximum à  $\frac{dp}{d\alpha} = 0$  comme le montre la figure 5.12

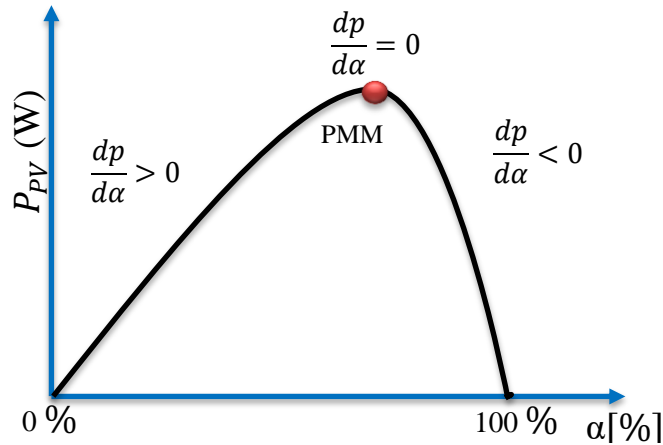


Figure 5.12. Relation entre la puissance du GPV et le rapport cyclique du convertisseur statique

L'algorithme de cette méthode est illustré sur la figure 5.12. La variable Slope correspond à une variable qui prend le signe « 1 » ou « -1 » suivant la direction que l'on doit donner à la recherche pour augmenter la puissance en sortie du panneau, symbolise la variable d'incrément du rapport cyclique. Périodiquement, la puissance  $P_{pvn}$  est comparée à la valeur déterminée précédemment  $P_{pvn-1}$ . En fonction du résultat de la comparaison, le signe de la valeur Slope change ou reste identique. Ce qui a pour effet d'incrémenter ou de décrémenter la valeur du rapport cyclique. Une fois le PPM atteint, le système oscille autour de ce dernier indéfiniment rejoignant alors les compromis à faire entre rapidité et précision comme la méthode précédente et les pertes liées à ces oscillations.[69]

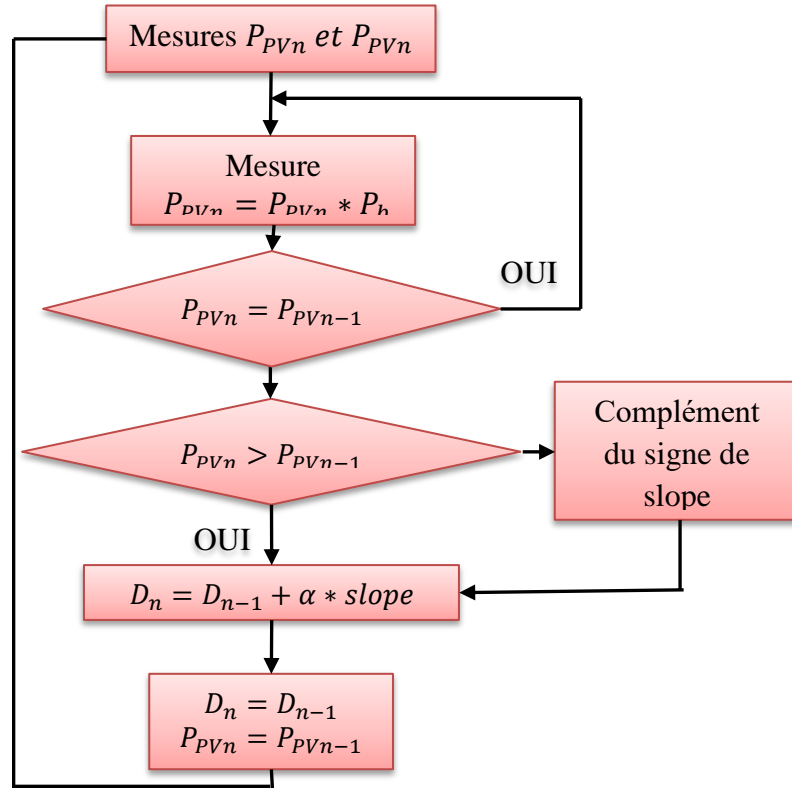


Figure 5.13. Algorithme type de la commande Hill Climbing.

Le schéma synoptique est illustré sur la figure 5.13. L'avantage de cette dernière technique est qu'elle est simple à mettre en œuvre. Par contre, elle possède les mêmes inconvénients que la méthode P&O concernant des oscillations autour du PPM en régime établi et une perte occasionnelle de la recherche du PPM lors de changement rapide des conditions climatiques. [69]

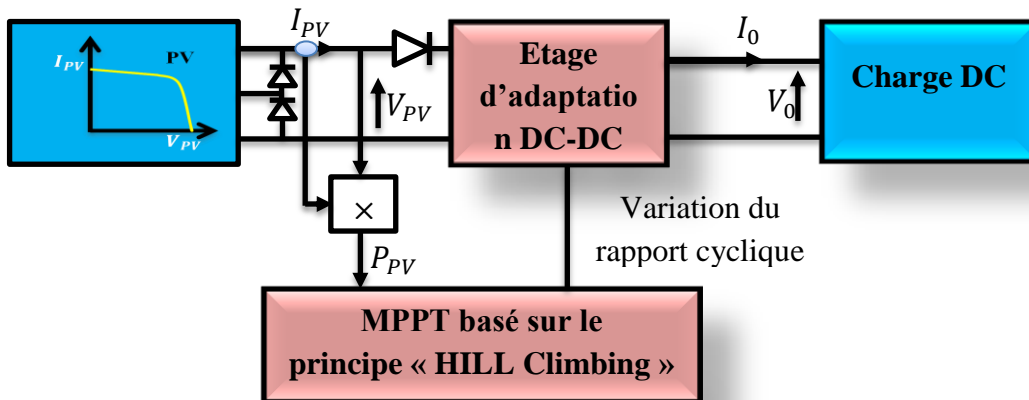


Figure 5.14. Schéma de principe de la commande Hill Climbing.

### 3. Principe de la commande « Incrément de conductance » :

Cette technique est basée sur la connaissance de la variation de conductance de panneau PV et des conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un PPM. Ainsi, la conductance du module photovoltaïque est définie par le rapport entre le courant et la tension de panneau PV comme indiqué ci-dessous :

$$G = \frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (5.14)$$

Donc une variation élémentaire (incrément) de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (5.15)$$

D'autre part, l'évolution de la puissance de panneau PV par rapport à la tension donne la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le PPM, si elle est positive le point d'opération se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, on se situe à droite. La figure 5.14 permet d'écrire les conditions suivantes :

- Si  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} > 0$  , le point de fonctionnement est à gauche du PPM.
- Si  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = 0$  , le point de fonctionnement est sur le PPM.
- Si  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} < 0$  , le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.

Le lien entre la conductance donnée par l'équation (5.14) et la dérivée de la puissance ( $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$ ) peut-être décrit par l'équation suivante :

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \cong I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (5.16)$$

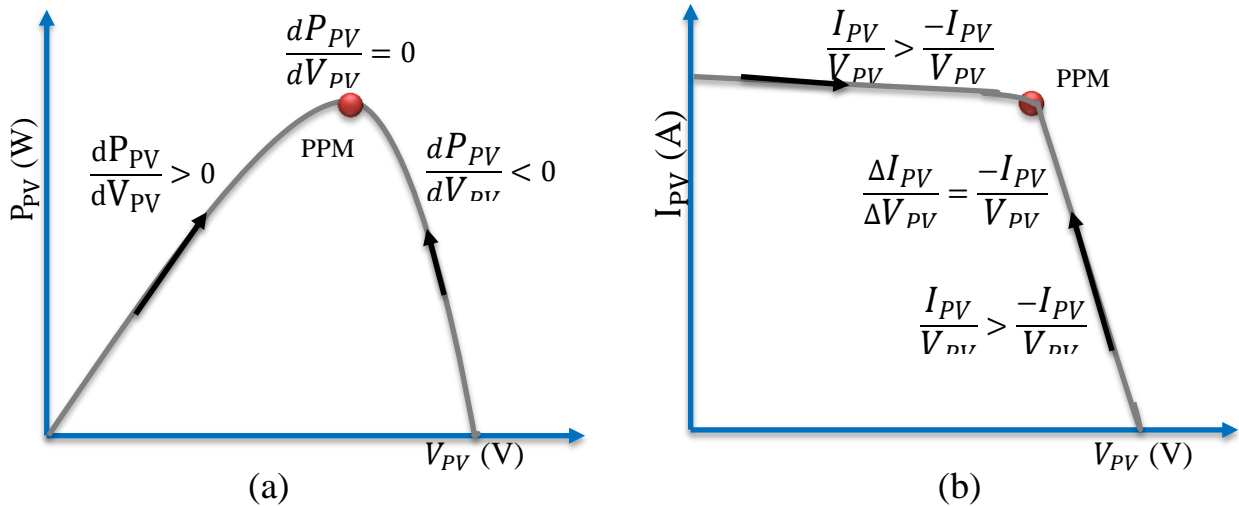


Figure 5.15. Positionnement du PPM suivant le signe de la dérivée de la conductance G

D'où, on peut alors écrire de nouvelles conditions sur la variation de conductance.

- Si  $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ , le point de fonctionnement est sur le PPM.
- Si  $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ , le point de fonctionnement est à gauche du PPM.
- Si  $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ , le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.

Le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance ( $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ ), avec celle de l'incrément de conductance  $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}}$ , comme l'illustre l'algorithme de la figure 5.15.  $V_r$  correspond à la tension de référence et force le panneau PV à fonctionner à cette valeur. Si on est au PPM, Alors la tension  $V_r$  correspond bien à la tension optimale  $V_{ppm}$ . Une fois le PPM atteint, le point de fonctionnement peut être maintenu sur cette position jusqu'à la détection d'une variation de  $\Delta I_{pv}$ . Cela indique alors un changement de conditions climatiques, donc un nouveau PPM à rechercher. Pour cela, l'algorithme incrémente ou décrémente la valeur de  $V_r$  jusqu'à atteindre le PPM. Le schéma de principe de cette méthode est illustré sur la figure 5.16. [69]

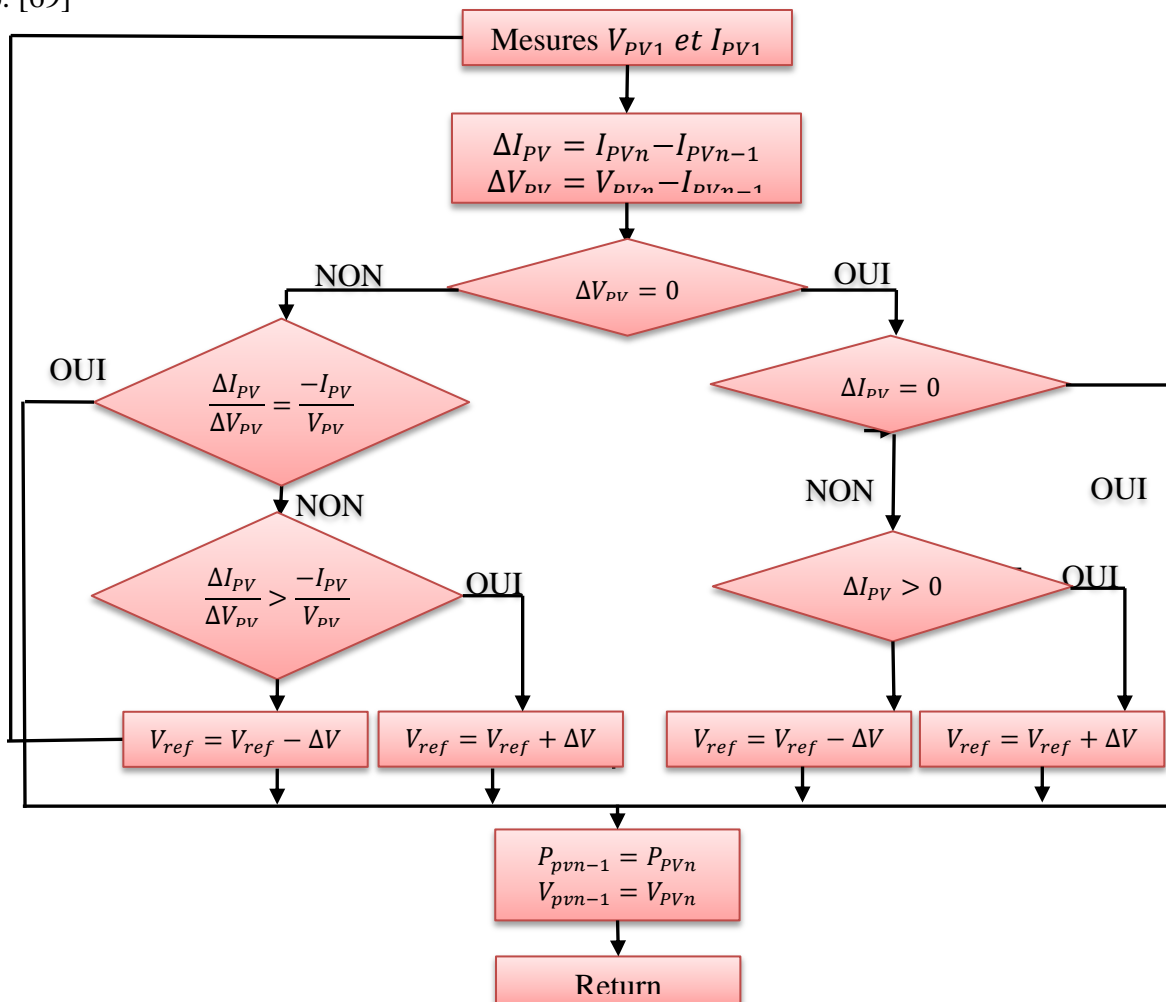


Figure 5.16. Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode « IncCond

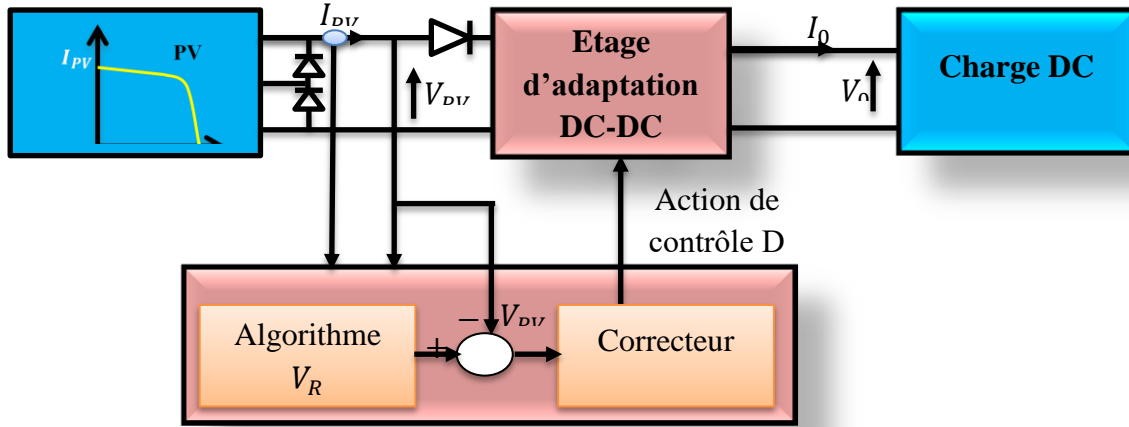
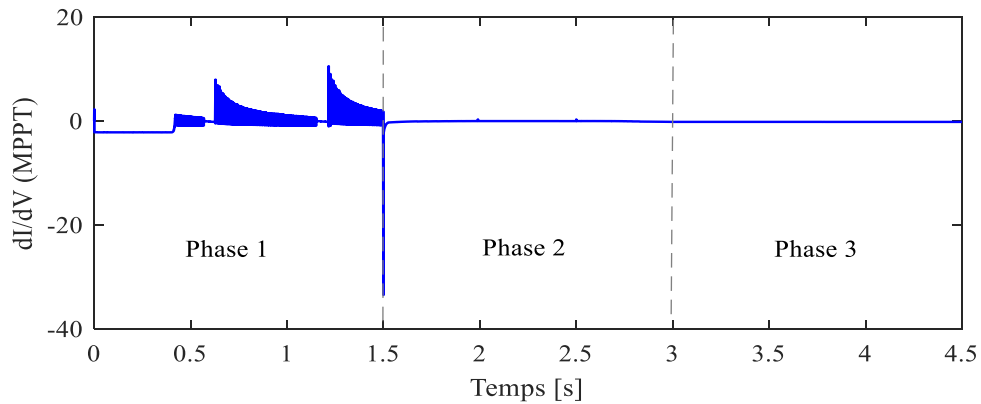


Figure 5.17 : Fonctionnement d'une commande MPPT de type "IncCond" illustré sur une chaîne élémentaire de conversion PV

❖ **Le résultat de simulation pour MPPT « Incrément de conductance »**

On choisit la méthode incrément de conductance parce qu'elle donne des résultats meilleurs que les autres.

Parmi tous ces algorithmes, le 'INC' est largement utilisés, mais la commande basée sur la logique floue montre un bon comportement et des meilleures performances par rapport aux autres méthodes.



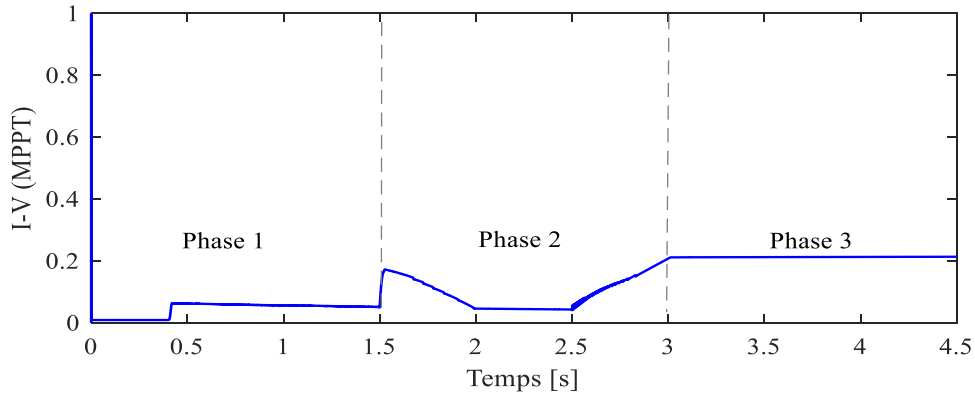


Figure 5.18. Le résultat de la méthode « INC »

## 5.5. La convertisseur statique

### 5.5.1. Les Hacheurs

Le convertisseur DC-DC permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe.

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs.

### 5.5.2. Les type des hacheurs

Différents types d'hacheurs selon la position du commutateur et du hacheur, différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés :

- Abaisseur de tension «Buck »
- Abaisseur élévateur de tension « Buck-Boost »
- Le convertisseur SEPIC
- Élévateur de tension « BOOST »
- 

#### 5.5.2.1. Convertisseur Buck

Hacheur abaisseur, hacheur dévolteur, hacheur série, hacheur de type Buck. Hacheur série est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. L'interrupteur  $K_1$  peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). [71]

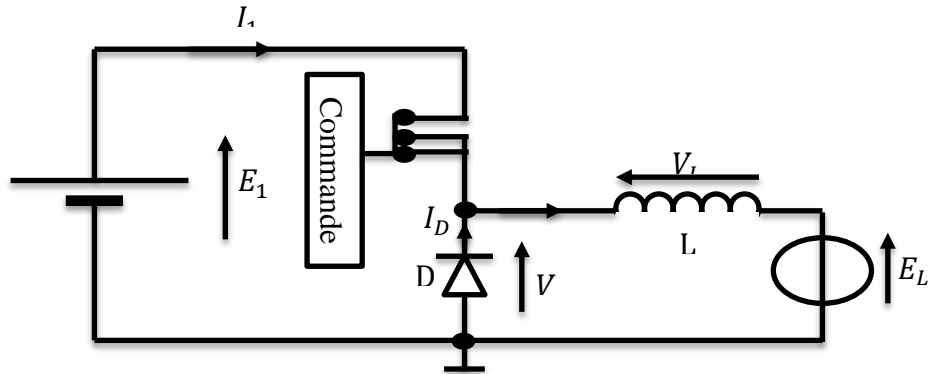


Figure 5.19 : La fonction hacheur BUCK

### ❖ Principe de Fonctionnement

L'interrupteur  $K_1$  est fermé pendant la fraction  $DT$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge  $R$  à travers l'inductance  $L$ . Lors du blocage du transistor, la diode  $K_1$  assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. [71]

### 5.5.2.2. Convertisseur Buck-Boost

Hacheur inverseur, dévolteur- survolteur, de type buck-boost. Hacheur inverseur est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive).

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, il est utilisé comme un transformateur idéal de n'importe quelle tension d'entrée pour n'importe quelle tension de sortie désirée; son schéma de base est illustré sur la Figure 5.20. L'interrupteur  $K_1$  peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). [71]

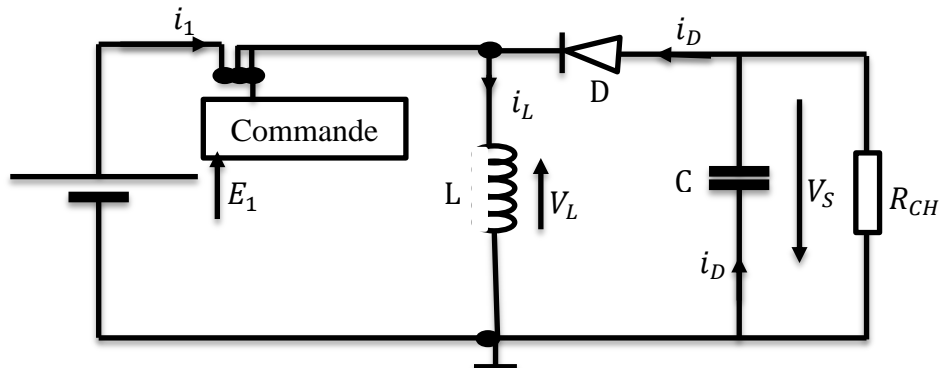


Figure 5.20. La fonction hacheur Buck-Boost.

### ❖ Principe de Fonctionnement :

L'interrupteur  $K_1$  est fermé pendant la fraction  $\alpha T$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à l'inductance  $L$ . La charge est déconnectée du montage (diode  $K_2$  bloquée). Lors du blocage du transistor, la diode  $K_2$  assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. [61]

### 5.5.2.3. Convertisseur SEPIC

Le convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) a été conçu à la fin des années 1970 par Slobodan Cuk. La structure du hacheur SEPIC se déduit du hacheur capacitif dit hacheur Cuk par permutation de la diode et de l'inductance de sortie. Il présente des caractéristiques similaires à celle du hacheur Cuk, à l'exception qu'il est non inverseur de tension. La tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée.

Le convertisseur SEPIC est composé de deux inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Elles peuvent être bobinées sur le même circuit magnétique, cela permet de gagner de la place sur le PCB et à tendance à coûter moins chère que deux inductances séparées. La tension de sortie dépend du rapport cyclique appliqué à l'interrupteur.

La topologie du SEPIC est appropriée pour les applications de charge de batteries et pour la correction du facteur de puissance (PFC) grâce à l'inductance en série avec la source.

### ❖ Principe de fonctionnement

L'étude se fait en deux parties selon l'état de conduction de l'interrupteur  $K$ .

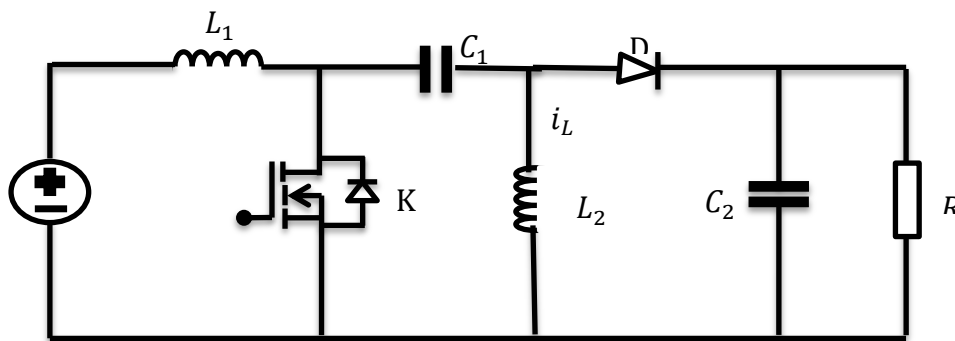


Figure 5.21. Hacheur SEPIC

### 5.5.2.4. Convertisseur BOOST

Hacheur élévateur, hacheur survolteur, hacheur parallèle, hacheur de type BOOST. C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive). [71]

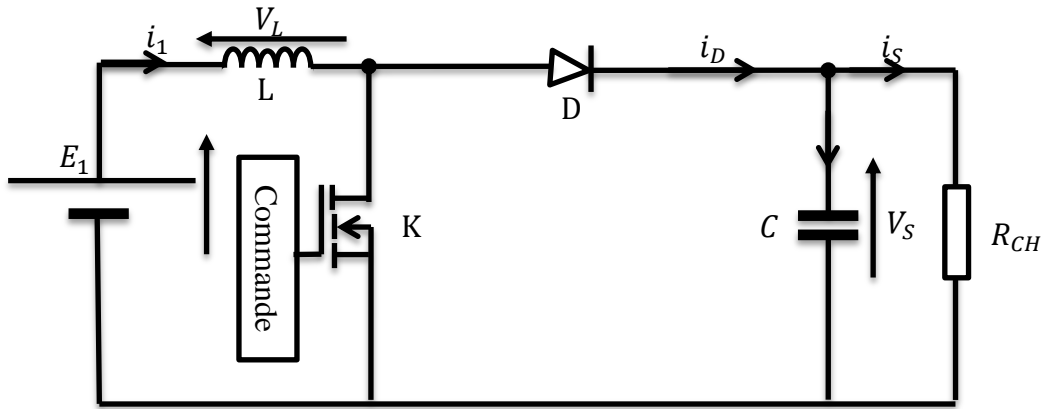


Figure 5.22. La fonction hacheur BOOST.

### ❖ Principe de fonctionnement.

Le fonctionnement d'un convertisseur BOOST peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur S (Figure 5.22) :

- Une phase d'accumulation d'énergie: lorsque l'interrupteur S (Figure 5.19) est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance, donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.
- Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.[60][14]

Le rapport de tension pour un convertisseur élévateur est dérivé en se basant sur le temps d'intégration de la tension égale à zéro sur une période de commutation d'inductance. Le rapport de tension est équivalent au rapport de la période de commutation pour le temps d'arrêt de l'interrupteur.

Le condensateur Cs est assez grand pour maintenir une tension de sortie constante, et l'inducteur fournit de l'énergie lorsque l'interrupteur est ouvert, augmentant la tension aux bornes de la charge.

Le cycle d'utilisation du contrôleur de MPPT est de contrôler le commutateur de convertisseur BOOST. Il est un signal de porte pour l'ouverture et la fermeture des interrupteurs par modulation d'impulsions. La figure 5.21 montre le convertisseur élévateur continu / continu avec les commutateurs idéaux ouverts. [14]

Dans la figure 5.23, le commutateur est allumé et D est éteint, le circuit est divisé en deux parties distinctes : les chargeurs de source l'inducteur sur la gauche tandis que la droite au condensateur, qui est responsable de maintenir la tension de sortie via l'énergie, stockée auparavant. Le courant de l'inductance L est augmenté progressivement.

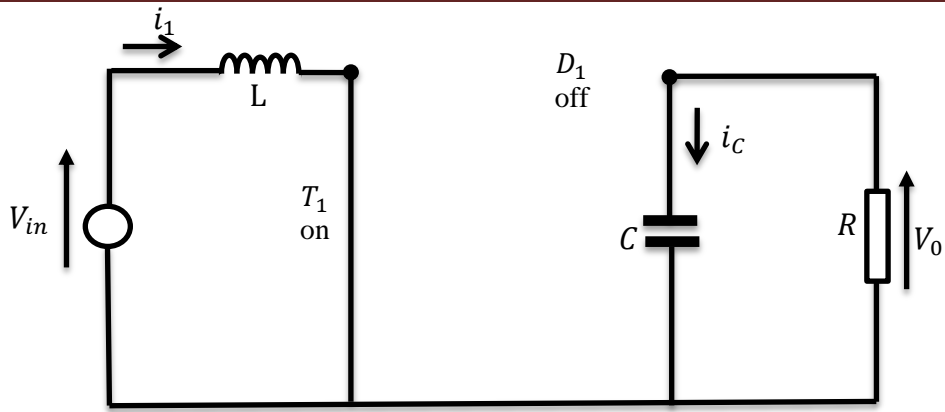


Figure 5.23. Schéma lorsque l'interrupteur  $T_1$  est passant  $D_1$  et est bloqué

Dans la figure 5.22, l'interrupteur  $T_1$  est éteint et  $D_1$  is sur l'énergie ainsi que la source de courant continu qui est stockée dans l'inducteur aidera la puissance du supplément pour le circuit qui est sur la droite ce qui donne un coup de pouce pour la tension de sortie. Ensuite, les décharges de courant d'inducteur sont réduites progressivement. La tension de sortie peut être maintenue à un niveau particulière voulu si la séquence de commutation est commandée.

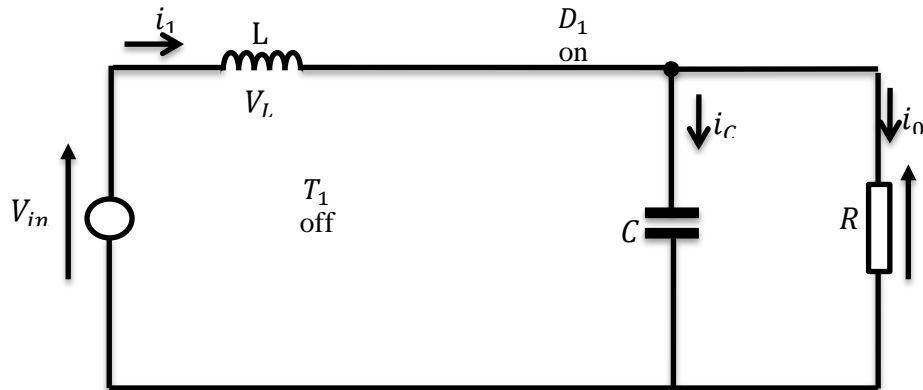


Figure 5.24 : Schéma lorsque l'interrupteur  $T_1$  est bloqué et  $D_1$  est passant

Lorsque l'interrupteur  $T_1$  est passant,  $V_L$  peut être exprimée de la manière décrite :

$$v_L = V_{in} \quad (5.17)$$

$$i_c = \frac{V_o}{R} \quad (5.18)$$

Alors que l'interrupteur  $T_1$  bloqué,  $D_1$  passant :

$$v_L = V_{in} - v_o \quad (5.19)$$

$$i_c = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (5.20)$$

En supposant une petite approximation ondulation  $v_o \approx V_o$  et  $i_L \approx I$

Dans un état stabilisé, le temps d'intégration de la tension intégrale autour d'un moment donné doit être nul :

$$\int_0^{T_s} V_L(t) dt = (V_{in})DT_s + (V_{in} - V_0)D'T_s \quad (5.21)$$

Après ce qui équivaut à zéro, la tension de sortie sera :

$$V_o = \frac{V_{in}}{D_1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (5.22)$$

En supposant un circuit sans perte  $P_{in} = P_{out}$  :

$$\frac{I_o}{I_{in}} = (1 - D) \quad (5.23)$$

On peut voir que la tension de sortie augmente au fur et mesure que « D » augmente. Le rapport cyclique du convertisseur est capable de produire toute tension de sortie supérieure à la tension d'entrée. [61]

### ➤ Le mode de conduction continue

En mode de conduction continue (CCM), l'interrupteur est sur ON pour la période  $t$  à  $t$  comme montré la figure 5.24. Le courant d'inducteur est positif et monte en puissance linéaire. L'inductance tension est  $V$ . Une fois que le commutateur est désactivé figure 5.23, le courant de l'inductance se réduit jusqu'à ce que le commutateur soit à nouveau allumé. La tension d'inducteur est la différence entre  $V_{in}$  et  $V_0$ . Afin d'atteindre la conduction constante, la tension pour la sortie devient la fonction du rapport cyclique  $D$  en même temps que la tension de l'entrée  $V_{in}$ .

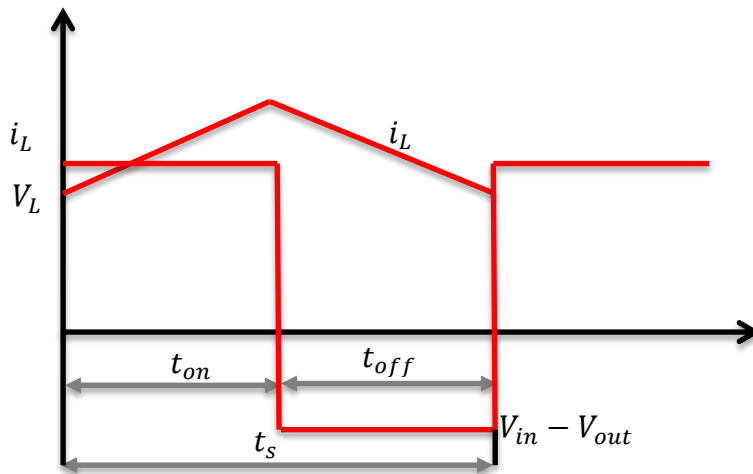


Figure 5.25 : Schéma lorsque l'interrupteur  $T_1$  est passant et  $D_1$  est bloqué

### ➤ Le mode discontinu

Les fonctions de convertisseur BOOST dans un mode discontinu (DCM) si la courante inductance tombe à zéro avant la prochaine mise en marche de l'interrupteur. Le courant d'inducteur tombe à zéro à chaque période. Figure 5.24 montre le mode de conduction discontinue. La relation entre l'entrée et la tension de sortie devient :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_1 + D}{D_1} \quad (5.24)$$

Le courant moyen d'entrée est calculé :

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{2L} DT_s(D + D_1) \quad (5.25)$$

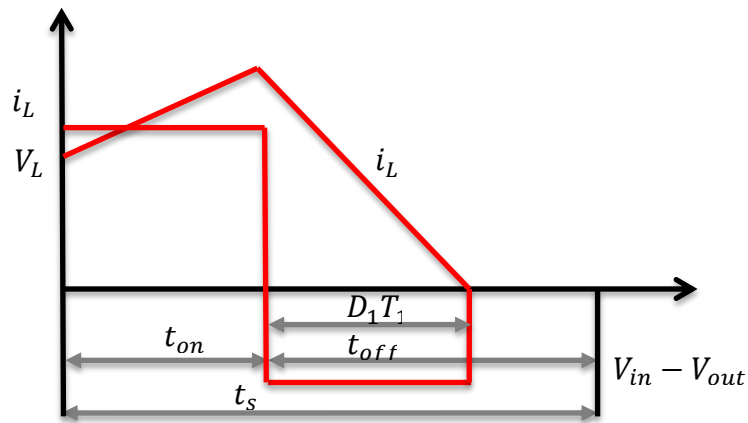


Figure 5.25 : Schéma lorsque l'interrupteur  $T_1$  est bloqué et  $D_1$  est passant

Figure 5.25 résume les courants et les tensions de sortie en termes de BOOST convertisseur. L'interrupteur de commande pour la tension de commande est affiché. Le détecteur est activé OFF pour une période  $t$ . Lorsque le commutateur est activé, la tension aux bornes du commutateur est zéro et une fois que le commutateur est mis hors tension, la tension  $V$  est en dehors. La tension aux bornes de l'inductance  $L$  est égale à la tension photovoltaïque pendant la durée du transistor.[72]

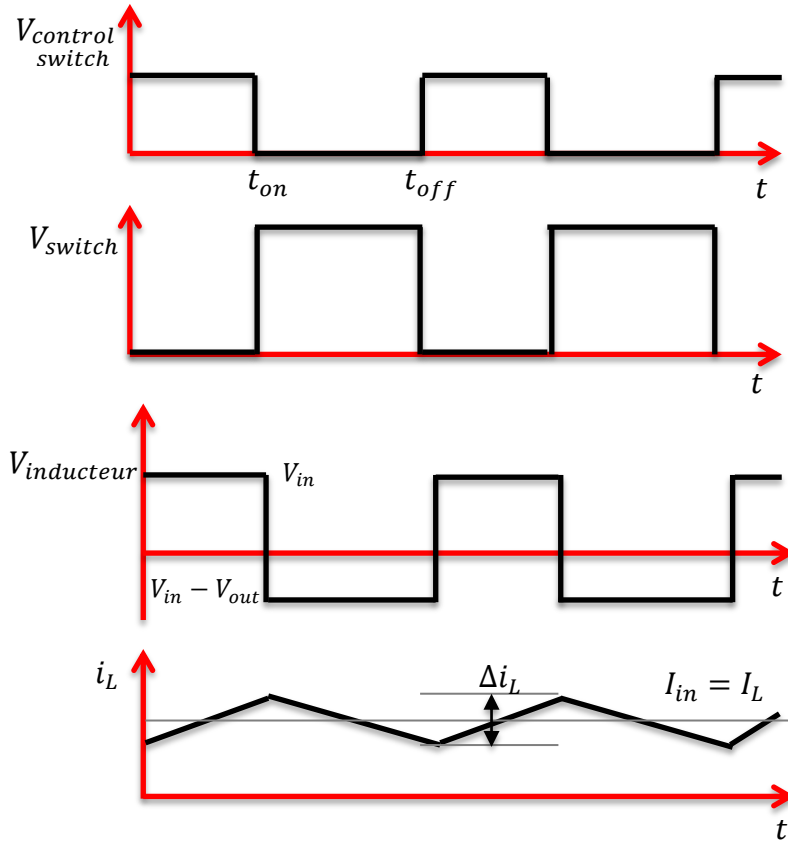


Figure 5.27. Schéma lorsque l'interrupteur  $T_1$  est passant et  $D_1$  est bloqué

### 5.5.3. Dimensionnement des composants de convertisseur BOOST

- La sélection de l'inductance :

Les valeurs d'entrée de l'inducteur peuvent être calculées sur la base de l'énergie déchargée pendant  $T_{on}$  et  $T_{off}$  fois et les ondulations de courant. Dans le système photovoltaïque, les fonctions de convertisseur de BOOST dans les modes discontinus et continus de conduction. Le mode du convertisseur de conduction peut varier en fonction des conditions atmosphériques. L'inducteur est alors calculé sur la base du courant maximal de l'inducteur et à la puissance d'entrée maximale. L'inductance du convertisseur élévateur est donnée par :

$$L \geq \frac{V_{om} * D_m * (1 - D_m)}{f_s |\Delta I_{Lripple}|} \quad (5.26)$$

Où

$D_m$  : Rapport cyclique de l'interrupteur à la puissance maximale d'entrée du convertisseur

$f_s$  : Fréquence de commutation

$V_{om}$  : Tension de sortie à la puissance maximale de sortie

$\Delta I_{Lripple}$  : Ondulation de courant de l'inducteur

- La sélection de condensateur de découplage :

Le condensateur de puissance de découplage  $C_{pv}$  est le condensateur relié en parallèle avec le réseau de PV. Il est le condensateur à l'entrée du convertisseur élévateur. Le condensateur de découplage est calculé avec :

$$C_{pv} \geq \frac{I_{om} * D_m^2}{0.02(1 - D_m)f_s V_{pv\_mpp}} \quad (5.27)$$

Où

$I_{om}$ : Courant de sortie à la puissance maximale de sortie

$V_{pv\_mpp}$  : Tension de sortie de PV au point de puissance maximale

- La sélection de condensateur de sortie :

Le condensateur en parallèle avec la charge est le condensateur de liaison à courant continu. La valeur du condensateur dépend de la tension d'ondulation minimum. Elle est donnée avec :

$$C_{DC} \geq \frac{V_{load} * D}{f_s \Delta V_{load} R_{load}} \quad (5.28)$$

Où

$V_{load}$  : La tension de sortie du convertisseur BOOST

$\Delta V_{load}$  : Sortie tension d'ondulation

La tension de sortie du générateur photovoltaïque dépend de la variation de la température et insolation. Pour compenser la variation de la tension de sortie PV, une liaison à courant continu condensateur est installé entre le PV et l'onduleur. Il aide à réduire la tension ondulée et fournit le stockage d'énergie pour une courte période et pour un changement rapide de la PV Tension.[72]

#### 5.5.4. Simulations d'un panneau solaire

##### 5.5.4.1. Les caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque

###### ❖ Courbe caractéristique courant-tension

La courbe caractéristique d'une cellule photovoltaïque représente la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes de la cellule photovoltaïque depuis le court-circuit (tension nulle correspondant au courant maximum produit) jusqu'au circuit ouvert (courant nul pour une tension maximale aux bornes de la cellule).[72]

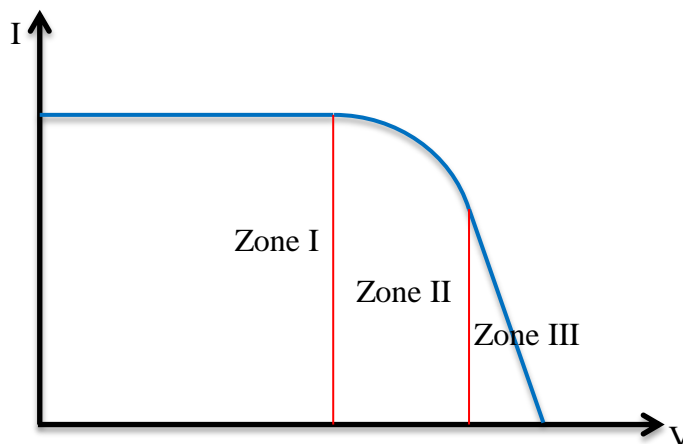


Figure 5.28: Courbe caractéristique courant-tension d'un panneau photovoltaïque

La figure 5.28 représente trois zones essentielles :

- **La zone (I)** : où le courant reste constant quelle que soit la tension, pour cette région, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.
- **La zone (II)** : correspondant au coude de la caractéristique, la région intermédiaire entre les deux zones, représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.
- **La zone (III)** : qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension.

#### ❖ Courbe caractéristique puissance-tension :

Nous pouvons aussi représenter la caractéristique puissance-tension qui nous permet de bien voir l'emplacement de la puissance maximale du panneau solaire. Cette dernière ne pourra être qu'un seul point de fonctionnement. [72]

Le point « M » représente la puissance maximale débitée par PV

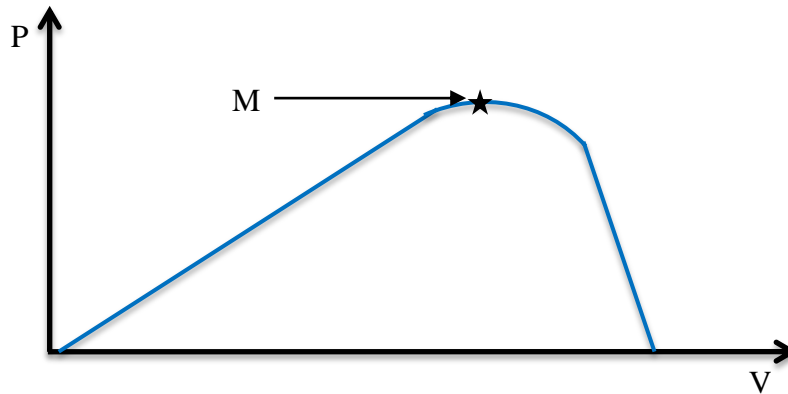


Figure 5.29. Courbe caractéristique puissance-tension d'un panneau photovoltaïque

#### 5.5.4.2. Effet d'éclairement solaire

L'énergie électrique produite par un panneau photovoltaïque dépend de l'éclairement qu'elle reçoit sur sa surface.

La figure 5.32 représente la caractéristique courant-tension d'un panneau photovoltaïque à une irradiation varié,  $T=25^{\circ}\text{C}$ .

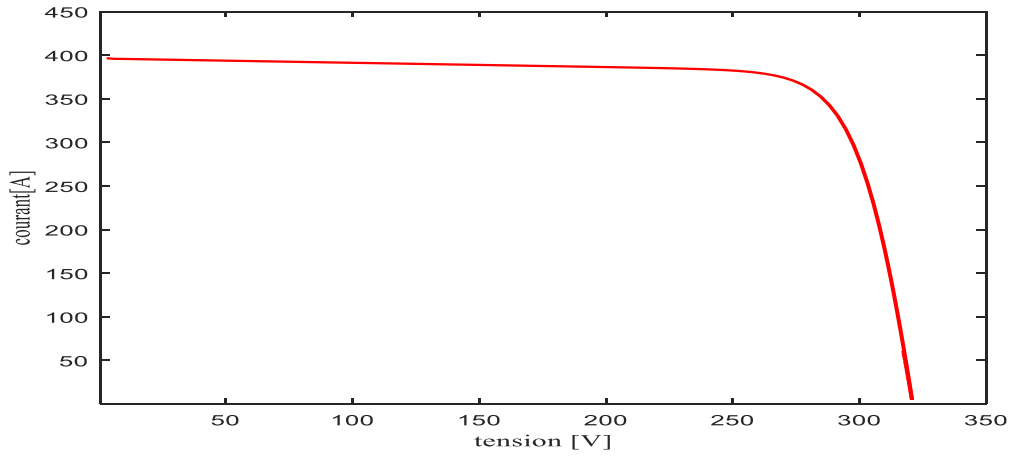


Figure 5.30: Courbe caractéristique courant-tension d'un panneau photovoltaïque

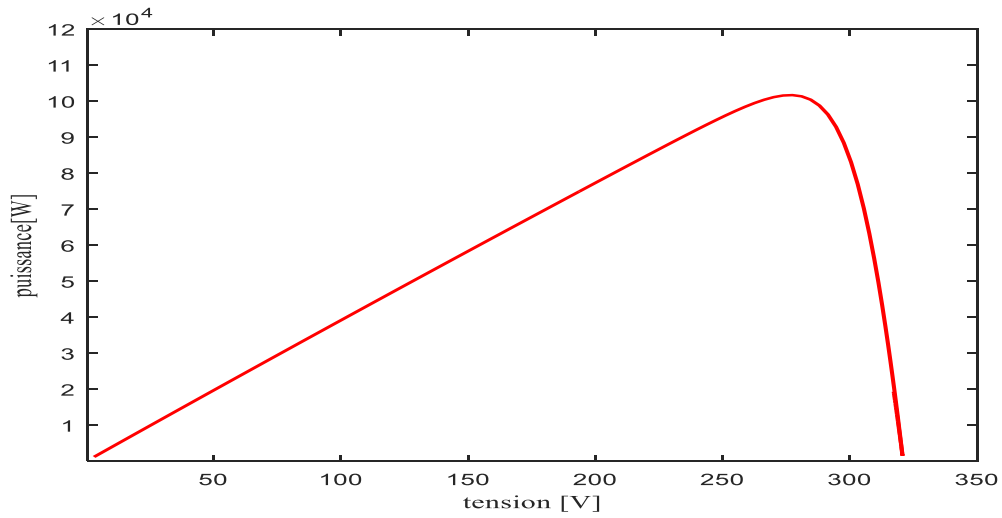


Figure 5.31 : Courbe caractéristique puissance-tension d'un panneau photovoltaïque

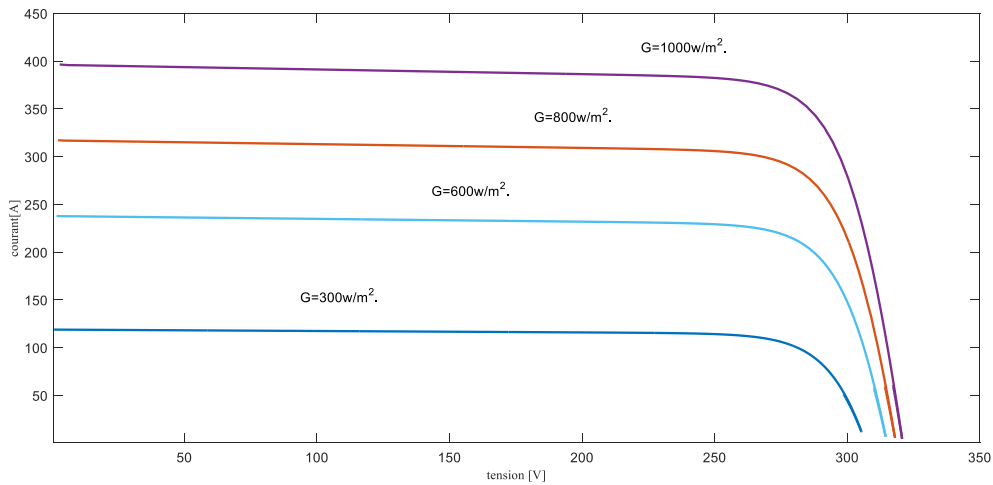


Figure 5.32. Courbes I(V) d'un panneau solaire à divers ensoleillements

D'après la courbe ci-dessus nous remarquons que l'irradiation a un impact très remarquable sur le courant  $I_{sc}$ , ainsi ce dernier augmente avec la croissance de l'irradiation.

Alors nous pouvons conclure que le rendement d'un panneau PV augmente considérablement avec l'augmentation de l'irradiation  $G$ .

### 2.5.4.3. Effet de température

La température est un paramètre important puisque le panneau sont exposés au rayonnement solaire.

La figure 5.32 représente la caractéristique courant-tension d'un panneau photovoltaïque à une température variée,  $G=1000\text{w}/\text{m}^2$ .

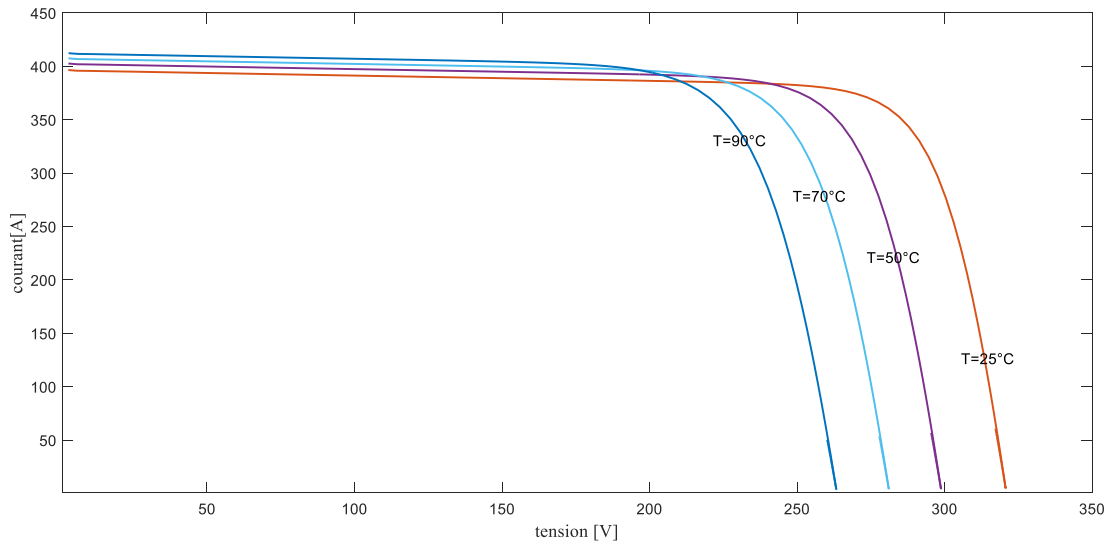


Figure 5.33 : Courbes I(V) d'un panneau à divers ensoleillements

La température a un impact sur la tension  $V_{OC}$ , comme le démontre la courbe ci-dessus le  $V_{OC}$  diminue avec la croissance de la température.

Alors nous pouvons conclure que la température a un impact négatif sur le rendement d'un panneau PV.

### 5.5.5. Résultats de Simulation

Afin de tester les performances indiquées par VES. On soumet le modèle de la (figure 5.33) à un trajet décrit dans (figure 5.34), les résultats suivants sont simulés dans l'environnement MATLAB (SIMULINK). L'état de charge de la batterie lithium-ion est de 70%. Les figures présentées sont celles du moteur droit.

La simulation est divisée en deux parties, la première représente un test de performance de VES contrôlé par la commande neuronale directe de couple. La deuxième partie est consacrée à la gestion entre le PV solaire et la batterie lithium-ion.

Les paramètres de PV et de batterie sont dans l'annexe.

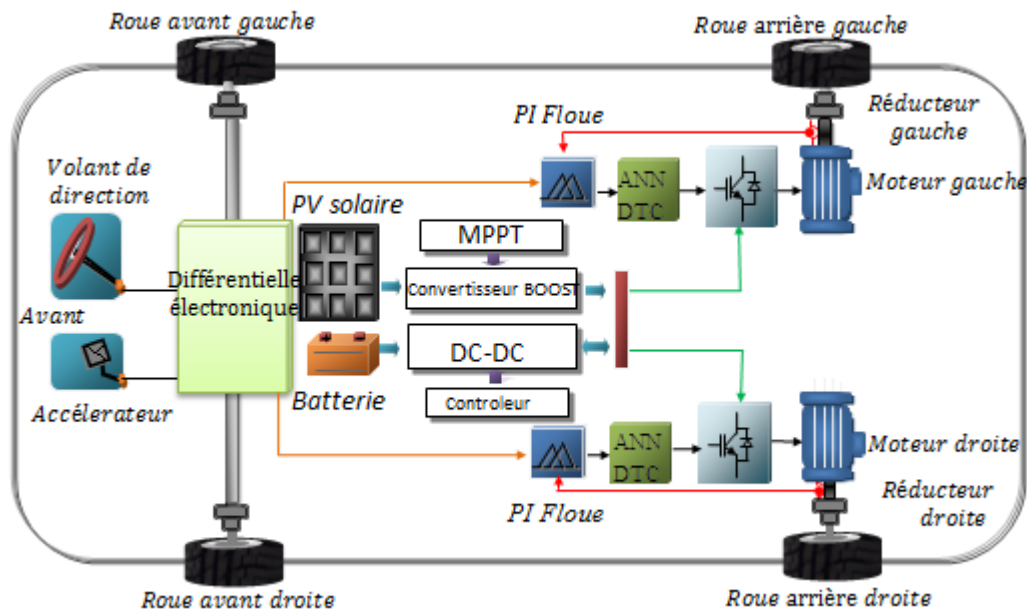
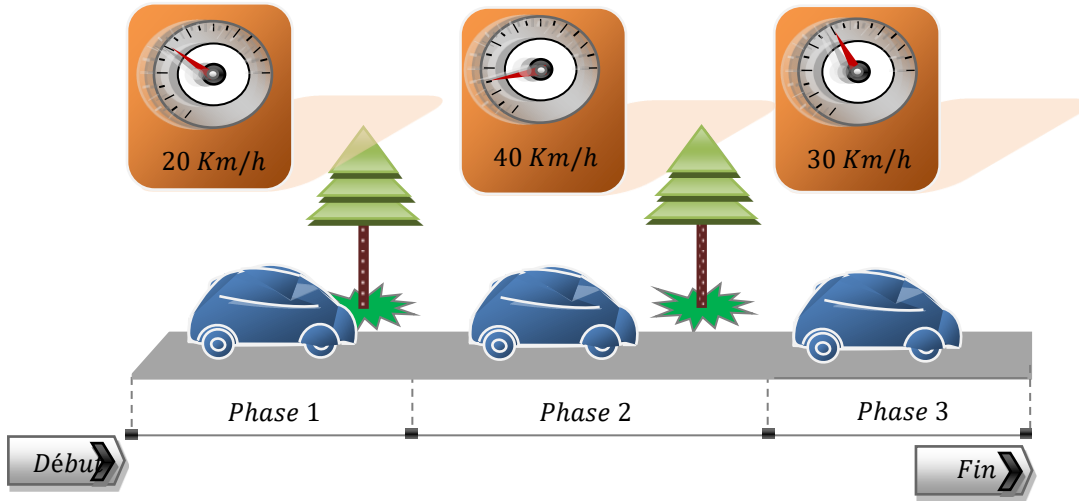


Figure 5.34. Schémas de la commande directe du couple de VES avec le RNA

La topologie de la route est composée de trois phases : la première phase représente un démarrage du véhicule électrique solaire avec une vitesse de 20 km/h dans un terrain plat : la deuxième phase présente une accélération avec une vitesse 40 km/h. Finalement un freinage avec une vitesse à 30 km/h. Les contraintes de la route sont présentées dans le (tableau 5.2).

Tableau 5.2. Spécification de la topologie de la route.

Phases	Événement	Vitesse du véhicule [km/h]
Phase 1	démarrage	20
Phase 2	Accélération	40
Phase 3	Freinage dure	30

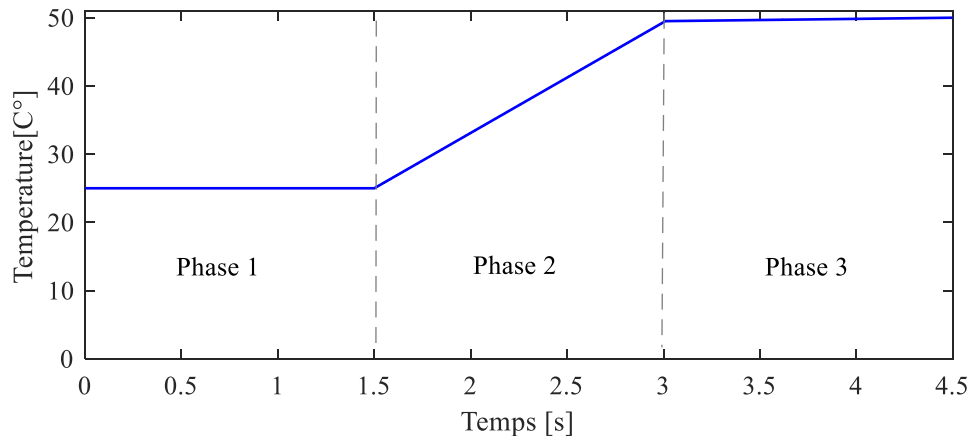


Figure

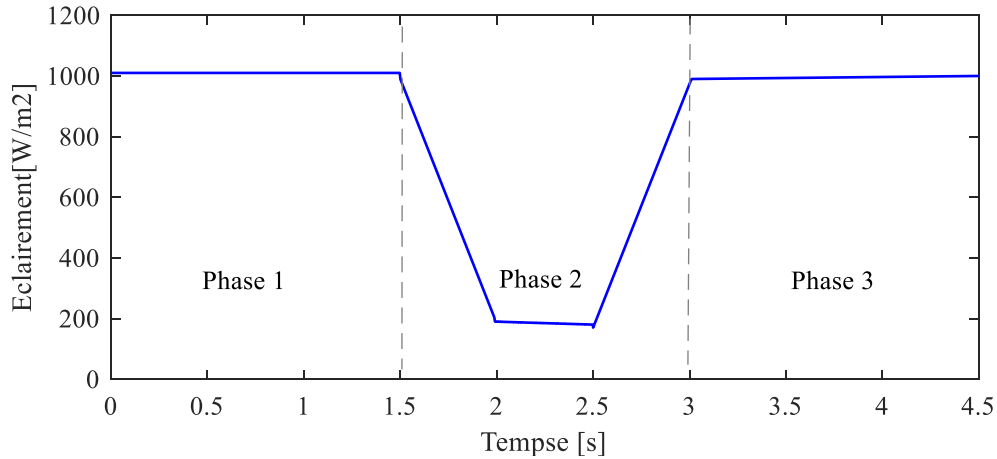
5.34. Différentes scenarios parcourus par VES.



a) Variation de la vitesse du VES dans les différentes phases.



b) Variation de température dans différentes phases.



c) Variation d'irradiation dans les différentes phases

Figure 5.35. Variation de température et d'irradiation durant tout le trajet

La figure 5.35.a) présente la variation de vitesse de VES pour la commande directe de couple en utilisant le réseau de neurone artificiel. Il apparaît que la vitesse de système proposé poursuit sa référence. Au début, le VES déplace la route droit avec 20 km/h, l'irradiation solaire est  $1000 \text{ W/m}^2$  et la température  $25^\circ\text{C}$ . Les variations de température et d'irradiation sont illustrées dans la figure 5.35.b et 5.35.c. Dans la deuxième phase, malgré la forte baisse d'irradiation et l'augmentation de température, la vitesse linéaire de véhicule solaire reste stable, donc la robustesse du contrôle et les roues motrices considèrent aussi la même. Finalement, le VES se déplace dans la région la plus chaude, les portées de température avec  $50^\circ\text{C}$  et irradiation de  $1000 \text{ W/m}^2$  la vitesse de véhicule devient 30 km/h. Nous pouvons dire que la variation de température et l'irradiation n'affecte pas la vitesse ce qui prouve la robustesse de la commande DTC.

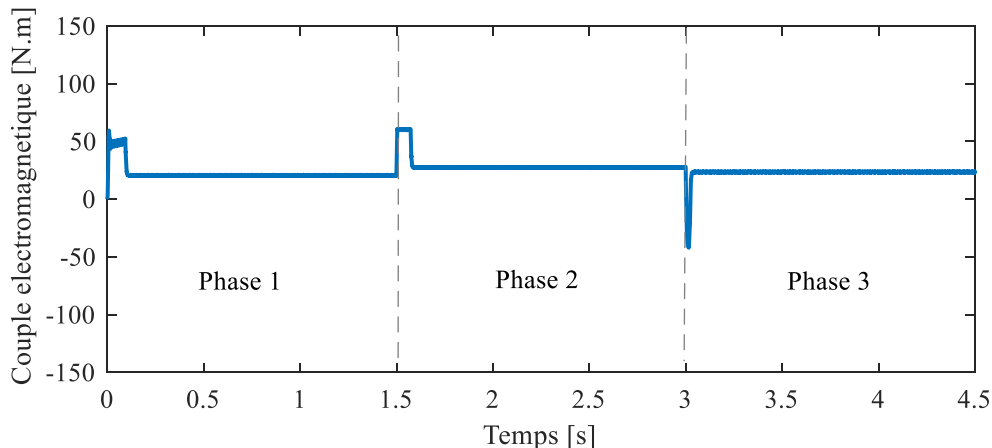


Figure 5.36. Le couple électromagnétique du VES

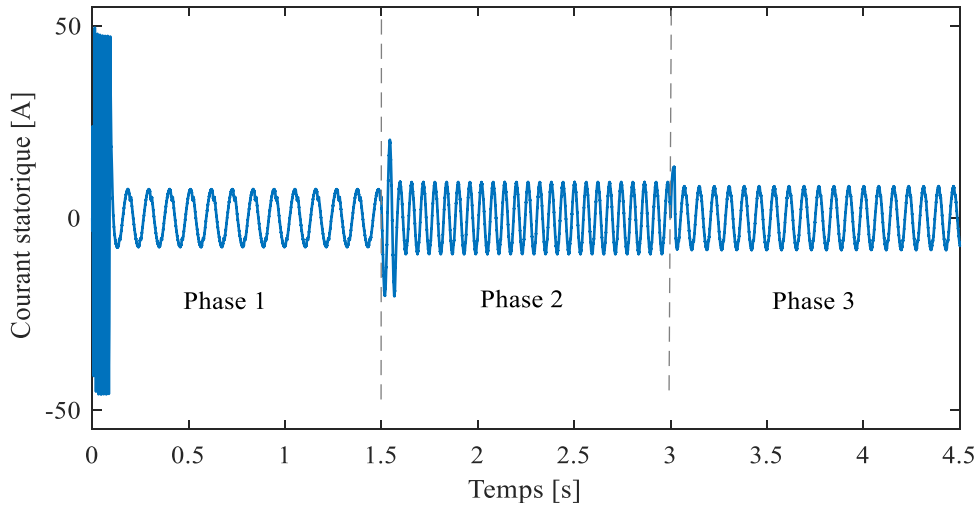


Figure 5.36. Variation du courant statorique pendant les trois phases

La figure 5.36, démontre la variation de courant de phase. la première phase le VES demande un courant de 12.4 A ce qui s'explique par un fonctionnement de 74.30 N. Dans la phase d'accélération la vitesse de VES atteint 40km/h, l'appelle de courant augmente ainsi que les forces d'entraînement. La batterie exploite 80 % de son puissance pour convaincre la motorisation nécessaire. Finalement dans la troisième phase le courant arrive à 31.32A et le couple électromagnétique durcit à 83.20 N,

Les résultats de simulation prouvent que la commande d'ANN-DTC d'un VES réduit les forces d'entraînement et les ondulations du couple dans les circonstances de vitesse variables.

## 5.5.6. Source d'énergie

### 5.5.6.1. La recharge de la puissance de batterie

La puissance de batterie est capable de fournir la puissance suffisante du SEV au début, la phase d'accélération et ralentissant, ce qui signifie que la puissance maximale de batteries doit être plus grande ou égale à la puissance maximale de deux moteurs électriques. La batterie doit s'approvisionner l'énergie suffisante de préserver leur SOC à un niveau logique pendant toute la trajectoire, la figure 5.37, décrit la variation de stockage de batterie suite aux différentes vitesses. Le tableau 5.3, décrit la variation de puissance électrique dans différentes trajectoires. Il est intéressant de voir la gestion d'énergie du VES, la variation de la puissance durant les trois phases dans la figure 5.38. Premièrement la batterie fournit 0.35 kw pour atteindre la vitesse de référence différentielle électronique de 20 Km/h. La puissance de la batterie dépend des références données par le conducteur d'accélération, décélération ou freinage. L'état de charge de la batterie est illustré dans la figure 5.37.

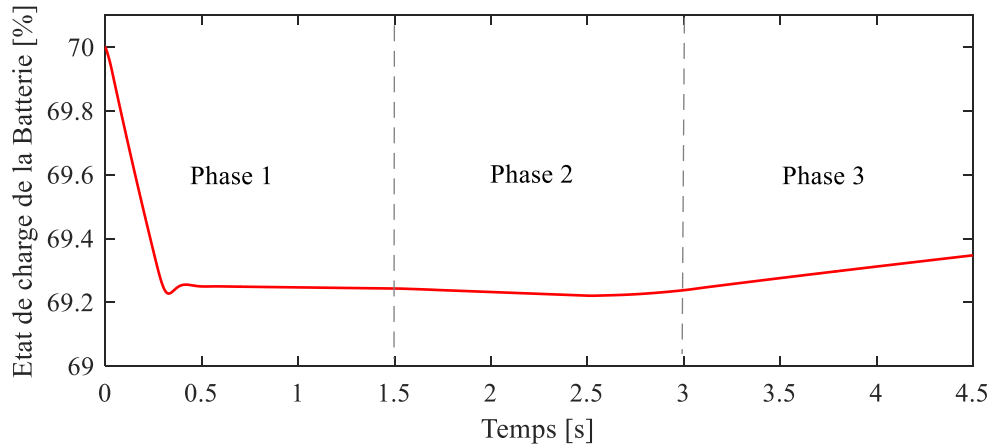
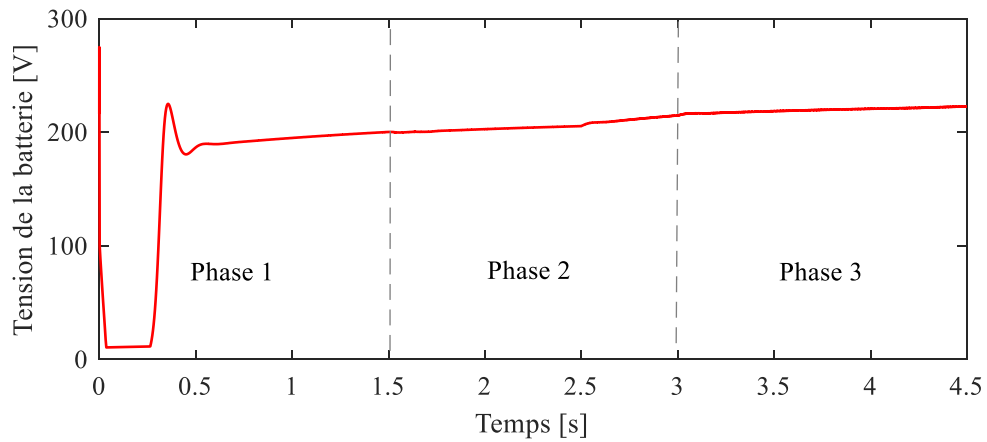
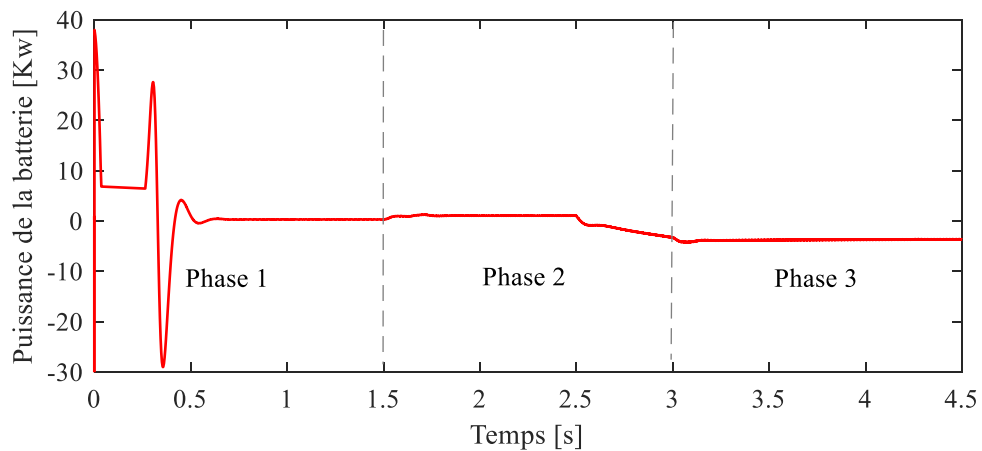


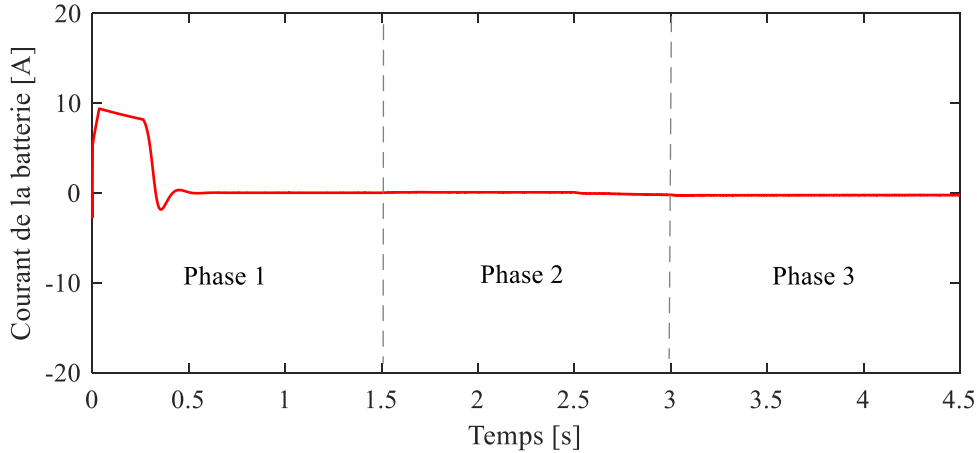
Figure 5.37. Etat de charge de la batterie lithium-ion durant tout les trajet



a) La tention de la batterie



b) Ivolution de la puissance de la batterie



c) Variation du courant de la batterie

Figure 5.37 : résultats de simulation d'une batterie dans différentes phases.

La figure 5.37 explique la variation du SOC de la batterie. Le SOC diminue rapidement au début, le SOC varie entre 67.93 % à 70 % pendant toutes les phases, le SOC de la batterie devient inférieur à 69.30 % (il a été initialisé à 70 % au début de la simulation) donc la batterie doit être rechargée par le PV solaire distribue son pouvoir entre la batterie et les deux systèmes de moteur d'induction arrière. La puissance de la batterie devient négative (la Figure 5.37.b). Cela signifie que la batterie reçoit l'énergie par le PV solaire.

Donc en peu résumé le résultat en deux parties : la première partie, la batterie lithium-ion alimente [décharge de la batterie] le VES à l'instant  $t=2.5s$  le SOC devient inférieur à SOC de référence dans cette instance les PV solaires assurent la recharge de la batterie et l'alimentent aux VES l'énergie électrique.

Tableau 5.3. Évolution de l'état de charge de la batterie

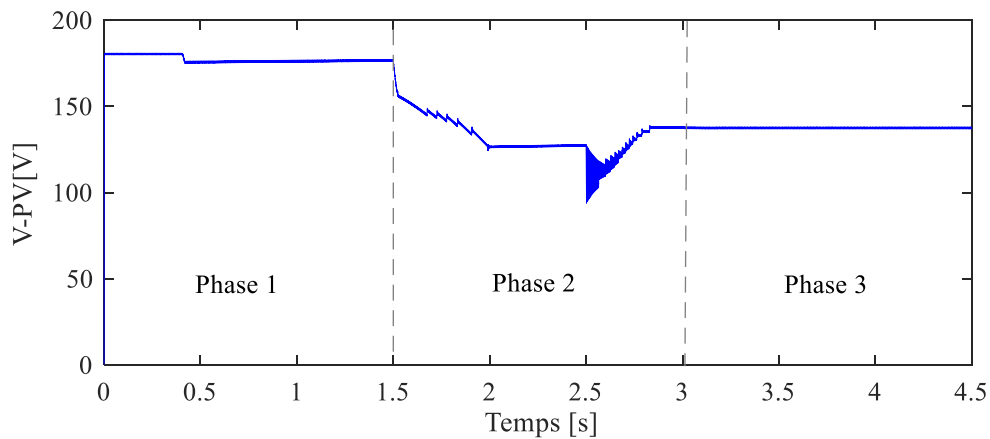
Etat de batterie	phase	Vitesse Km/h	début de phase[s]	Fin de phase [s]	SOC% début	SOC% fin	SOC% différence	Puissance De batterie
Décharge de la batterie	1	20	0	1.5	70.00	69.27	+0.75	+
Décharge de la batterie	2	40	1.5	2.5	69.27	69.25	+0.02	+
charge de la batterie		40	2.5	3.0	69.25	69.28	-0.03	-

<b>charge de la batterie</b>	3	30	3.0	4.5	69.28	69.47	-0.19	-
------------------------------	---	----	-----	-----	-------	-------	-------	---

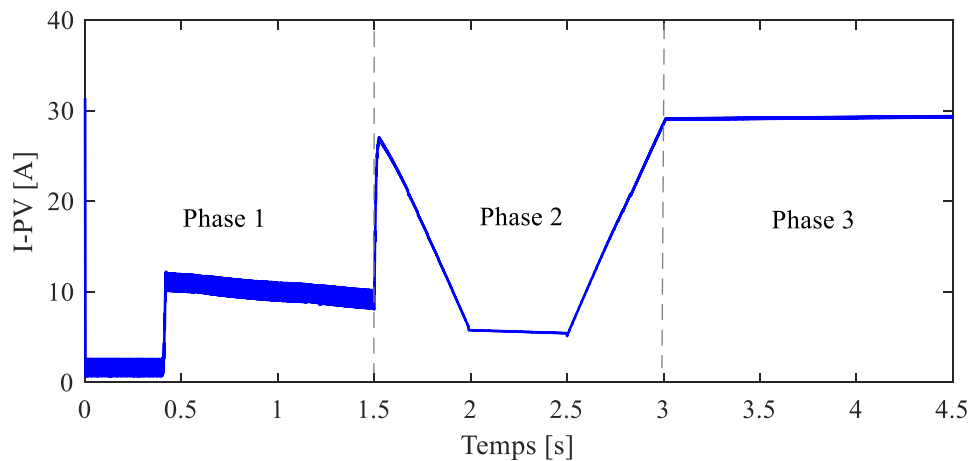
En se référant de la figure 5.37.a, au temps  $t = 1.5$  sec le VES roule dans un terrain plat avec une vitesse linéaire 20 km/h. Nous remarquons que les deux roues ne sont pas perturbées. L'état de charge de la batterie est de 60 %. Dans cet essai les roues directrices suivent parfaitement la vitesse de référence avec un dépassement nul et avec aucune erreur statique, ce qui justifie le bon comportement du différentiel électronique et la commande directe de couple.

### 5.5.6.2. Le panneau solaire PV

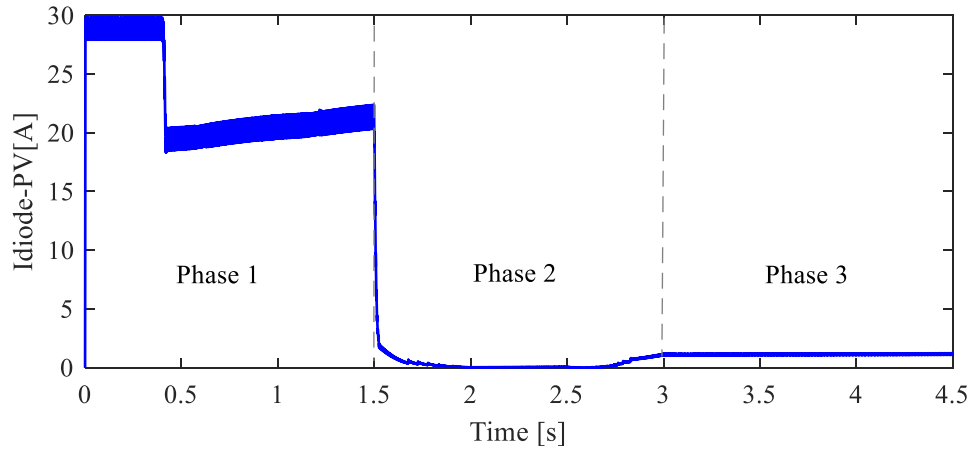
L'utilisation de modèles de panneau PV dans la simulation pour alimenter le VES et la batterie est composée de 6 chaînes parallèles et 3 séries connectées. La puissance total du panneau PV est ( $3 \times 6 \times 444.84 = 8.01$  kW), les paramètres du PV sont montrés dans l'annexe. Le contrôleur de technique MPPT est incrément de conductance avec la technique de régulateur intégrale.



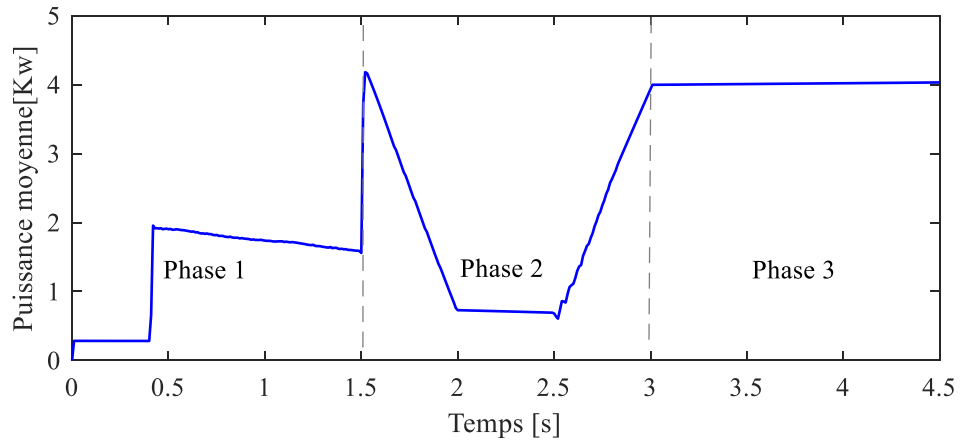
a) Tension de PV



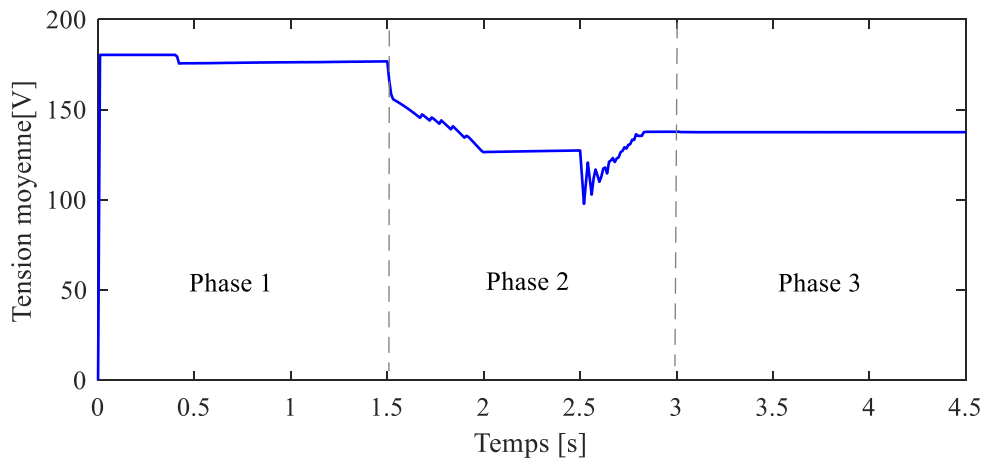
b) courant de PV



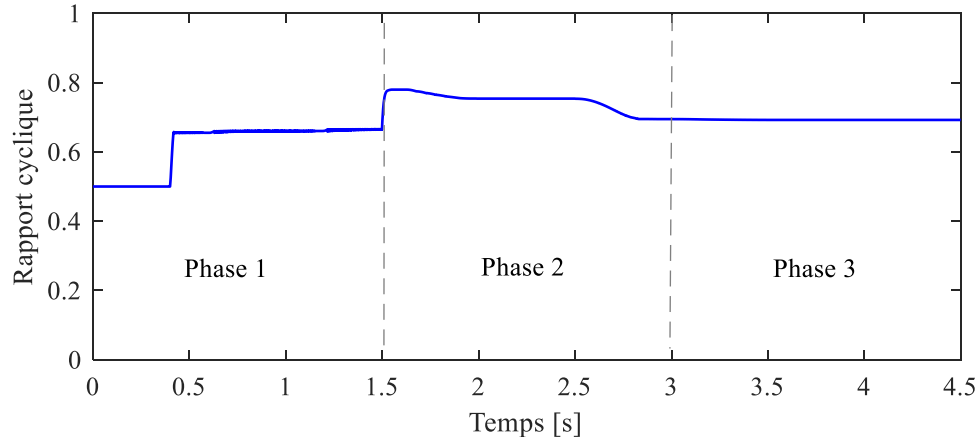
c) le courant de diode de PV



d) la puissance moyenne d'un PV



e) tension de PV



f) rapport cyclique

Figure 5.38 : la variation des paramètres d'un panneau PV dans différentes phases

La figure 5.38 montre la tension, le courant, la puissance moyenne, le courant de diode du PV, la tension Moyenne et le rapport cyclique.

Tableau 5.4. la variation des différents paramètres dans différentes phases

Vitesse(Km/h)	temps	Température	Irradiation solaire W/m <sup>2</sup>	Tension de PV	Puissance moyenne PV	Rapport cyclique
<b>Début de phase 1s</b>	0	25	1000	240	8	0.5
<b>Fin de phase</b>	1.5	25	1000	240	8	0.35
<b>Début de phase 2s</b>	15	25	190	220	1.20	0.5
<b>Fin de phase</b>	3	50	190	220	1.20	0.51
<b>Début de phase 3s</b>	3	50	1000	220	7	0.51
<b>Fin de phase</b>	4.5	50	1000	220	7	0.51

Le tableau 5.4 présente la variation présente de radiation et de température, la tension PV et la puissance moyenne de PV dans des phases différentes. Quand le VES se déplace dans la région chaude avec la vitesse linéaire 30km/h de la seconde  $t=3$  à l'irradiation de soleil de seconde  $t=4.5$  est reconstitué en arrière à 1000 W/m<sup>2</sup> et ensuite la température est variée entre 50 C °, la puissance de sortie PV (7.00 kW). La puissance maximale est obtenue aux premières phases (8.00kW).



**5.6. Conclusion :**

Dans ce chapitre en veux la modélisation et simulation d'un véhicule solaire avec le réseau neural artificiel la stratégie de contrôle de moment de torsion directe basée, quand le pouvoir développé dépend de la référence de vitesse du conducteur. La topologie de route et la variation de la radiation de température et solaire n'affectent pas les performances de VES, la tension de sortie de convertisseur de pont bidirectionnelle et la stratégie de contrôle donne les bonnes caractéristiques dynamiques du système de propulsion de VES. La commande directe de couple donne des meilleures performances dynamiques pour notre véhicule électrique solaire. Dans ce chapitre, nous avons développé deux nouvelles formules entre l'état de charge SOC et les temps parcourus. Cette formule nous a permis d'estimer l'état de charge à chaque instant. Ce dernier permet au conducteur de contrôle instantané de la batterie pour la recharge de nouveau



# CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, une étude de modélisation et d'optimisation d'un véhicule électrique solaire à deux roues motrices arrière. Pour atteindre cet objectif, nous nous sommes appuyés sur la modélisation d'une motorisation asynchrone qui, après une étude bibliographique, nous a paru comme étant un bon compromis entre la performance et le coût.

Dans le contexte des problèmes de l'environnement et, plus particulièrement, ceux posés par la pollution dans les zones urbaines, un état de l'art sur les systèmes de propulsion électrique et solaire est présenté dans le premier chapitre. Ce dernier a souligné le rôle important joué par les transports dans l'aggravation de la pollution atmosphérique, et esquissé une description de certaines technologies émergentes tentant d'apporter des réponses à ce problème.

Le second chapitre constitue l'étape de modélisation de la chaîne de traction électrique commençant par le modèle de la machine asynchrone développé dans la base de clark ainsi que le modèle de l'onduleur commandé par MLI.

Le troisième chapitre est conçu à l'étude de commande la directe du couple de la machine asynchrone ainsi que le principe d'orientation du flux rotorique directe de la MAS. Elle nous a permis de montrer que le bon choix du modèle permet d'avoir un modèle aisément contrôlable ainsi qu'une structure de commande assez puissante.

Le quatrième chapitre consiste aussi la commande directe de couple mais avec le réseau de neurone artificiel. Afin d'avoir une bonne poursuite de la vitesse et des performances dynamiques satisfaisantes mais aussi pour compenser rapidement l'effet des perturbations qui peuvent avoir lieu sur la chaîne de régulation, le régulateur PI adaptative a été substitué pour leurs bonnes propriétés dynamiques.

Nous nous sommes ensuite intéressés à présenter dans le cinquième chapitre une partie théorique de convertisseur et les différent méthode de MPPT, et la résultat de simulation de stockage d'énergie d'un véhicule électrique solaire avec les paramètres de panneau photovoltaïque, et le VES avec DTC neuronal.

# Bibliographie

- [1] Doctorat en sciences-Génie électrique, « Commande directe du couple d'un véhicule électrique a deux rous motrices », Université de Béchar, Gasbaoui Brahim, 2011/2012.
- [2] Magister en Automatique, « Réalisation et commande d'un véhicule électrique par dSpace embarqué », Boucha Abdellah, Université Mohamed Boudiaf-Oran.
- [3] Magister en électrotechnique, « Contrôle d'une source hybride batteries/supraconducteurs, rechargée par l'énergie photovoltaïque, pour traction électrique "véhicule hybride" », Université d'El-oued, Benaoudj Mahdi, 15.10.2012.
- [4] Cahier technique n° 207, « Les moteurs électriques... pour mieux les piloter et les protéger », Etienne Gaucheron, CT 207 édition juin 2004.
- [5] Magister en électrotechnique, « Etude et conception d'un émulateur d'énergie solaire piloté par dSPACE1103 », Université Hadj Lakhdar Batna, HAFIAN Hicham, 14.12.2013.
- [6] Master professionnel, « Etude d'industrialisation des véhicules électriques en Tunisie »
- [7] Energy today, Energie solaire, « L'histoire rappel - la première voiture solaire », 20.12.2012, Source Internet : <http://www.energy-today.biz/fr/history-reminder-first-solar-car/>.
- [8] Rapport réalisé en 2016 par la Fondation SolarPlanet, en partenariat avec l'ADNV et De Witt., « Histoire des véhicules et des aventures solaires », Raphaëlle Javet.
- [9] ABC photovoltaïque, La voiture électrique, « La voiture solaire - Le principe », Source Internet : <http://www.abcphtovoltaïque.com/articles.php?lng=fr&pg=189>.
- [10] Dans le cadre du Projet professionnel « VOITURES SOLAIRES ÉLECTRIQUES », Université Ibn Zahr Warzazat, Mohamed Ikkiss et Redouane El Ferrare , 31 Mai 2013.
- [11] Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, « Simulation Numérique D'une Chaîne De Traction D'un Véhicule Electrique », Université DE Msila, -MILOUDI Saleh .DERRADJ Azeddine. BOUHLAL Aissa ,2011 / 2012.
- [12] Doctorat en sciences en génie électrique, « Contribution à l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique », Université de Batna, Djamel Benoudjit, 13.01.2010.
- [13] Ecole normale supérieure de Cachan, d1375Revue 3E.I n°5 mars 96 pp.55-64, « Problème de la motorisation d'un véhicule électrique, 1`ere partie », Bernard Multon, Laurent Hirsinger, 24.02. 2012
- [14] Doctorat LMD en Génie Electrique, « Commande DTC prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents », Université Mohamed Khider – Biskra, Mesloub

## Bibliographie

---

- Hayette, 17.05.2016.
- [15] Master en électromécanique minière, « simulation et tests expérimentaux en temps réel de la technique mli pour commander un onduleur de tension alimentant un moteur à induction », Université Larbi Tebessi – Tébessa, Berrah Ramdane et Blal Abdelhamid, 2016/2017.
- [16] Magister en électrotechnique, « Simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone », université Ferhat Abbas –Stif, Djeriou Salim, 03.07. 2011
- [17] Doctorat en sciences, « Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée application au moteur-roue », université de Franche-Comté, Christophe Espanet, 20.01.1999.
- [18] Thèse de doctorat, « Commande Tolérante aux Défauts d'une Chaîne de Traction d'un Véhicule Électrique », Université Paris-sud, Aziz RAISEMCHE, 27.11. 2014.
- [19] Mémoire magistère électrotechnique, « Modélisation et commande d'un véhicule électrique à piles à combustible », Université des Sciences et la Technologie d'Oran, Mr. MEDDAH Salem.
- [20] Mémoire master en électrotechnique, « Etude et Stratégies de Commande d'un Véhicule Hybride Série », Université MOULOUD MAMMARI de TIZI OUZOU, Mr MERFED Djamel, Mr HAMROUN Kamal, : 2012 / 2013.
- [21] Doctorat en science, « Diagnostique des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différents techniques de commande », Université de Biskra, Belhamdi Saad, 2014.
- [22] Master en électromécanique minière, « simulation et tests expérimentaux en temps réel de la technique mli pour commander un onduleur de tension alimentant un moteur à induction », Université Larbi Tebessi – Tébessa, Berrah Ramdane et Blal Abdelhamid, 2016/2017.
- [22] Doctorat en Sciences, « Commande Robuste d'une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique ´ Multi sources », Université djillali liabes de sidi bel abbes, BOUGUENNA Ibrahim Farouk,13.02.2020.
- [23] Magister en électromécanique, « développement de l'algorithme de commande de l'onduleur basé sur la séquence alternante de vecteur nul (alternating zero vector sequence) », Université annaba, Zouggar El walid,2007/2008.
- [24] Master en électromécanique minière, « simulation et tests expérimentaux en temps réel de la technique mli pour commander un onduleur de tension alimentant un moteur à induction », Université Larbi Tebessi – Tébessa, Berrah Ramdane et Blal Abdelhamid, 2016/2017.
- [25] Dr .Bendaoud, « Machine électrique à courant alternative », université de Sidi Bel Abbés.
- [26] Magister en électrotechnique, « Identification des paramètres d'une machine

## Bibliographie

---

- asynchrone triphasee », Université de Batna, M<sup>me</sup> Rebaia Chergui, 2014.
- [27] Magister en Electrotechnique, « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone- Apport de la Logique Floue », Université de Batna, Chikhi Abdesselem, 2008.
- [28] 6<sup>eme</sup> Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM’06 – « modelisation et simulation d’une commande directe du couple appliquee a la machine asynchrone ( dtc ) », H .yantour, J.saadi, A.khoumsi, Maroc, 3 au 5 avril 2006.
- [29] Revue des Energies Renouvelables « Utilisation du contrôleur à hystérésis à trois niveaux pour le flux statorique dans la commande DTC neuronale d’un moteur asynchrone de forte puissance », Ecole Nationale Polytechnique d’Oran Maurice Audin, ENPO-MA, H. Benbouhenni, Vol. 22 N°2 (2019) 179 – 188.
- [30] 6<sup>eme</sup> Conférence Francophone de Modélisation et SIMulation, « modelisation et simulation d’une commande directe ducouple appliquee a la machine asynchrone ( dtc ) », H .Yantour, J.Saadi, A.Khoumsi, 5 avril 2006.
- [31] Doctorat en sciences en électrotechnique « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Université Mentouri Constantine, Monsieur Toufouti Riad, 2008.
- [32] Revue des Energies Renouvelables SMEE’10 Bou Ismail Tipaza 115 – 124, « Contrôle d’une génératrice synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l’énergie éolienne par la commande directe du couple ». Université Mentouri, Constantine, Halim Chennoufi , L. Lamri, Ahmed Lokmane Nemmour et Abdelmalek Khezzer,2010.
- [33] Master professionnel en Electronique, « Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle a Flux Oriente et la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone », Université Kasdi Merbah Ouargla, Teggat Ayoub, 30.05.2006.
- [34] Magister en électrotechnique, « Commande par DTC d’un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones », Université de Batna, Mr Bouhafna Sebti, 2013.
- [35] Doctorat en science, « Modélisation et Commande des Systèmes Energétiques à Pile à Combustible, Utilisation de la Logique Floue et des Réseaux de Neurones », Ecole supérieur de l’enseignement technologique d’Oran, Mammour Khaled, 2010/2011.
- [36] Doctorat En sciences, « Contribution des approches de l’intelligence artificielle pour la stabilisation robuste des systèmes non linéaires », Université d’Oran, Daikh Fatima/Z, 2015.
- [37] Magister en électrotechnique, « Commande par DTC d’un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones », Mr BOUHAFNA Sebti, Université de Batna, 16.11.2013.
- [41] Information Sciences, « A survey based type-2 fuzzy logic system for energy management in hybrid electrical vehicles ». Javier Solano Martínez, Robert I John, Daniel Hissel, and Marie-Cécile Péra 190:192–207, 2012.

## Bibliographie

---

- [42] Engineering Applications of Artificial Intelligence « Experimental validation of a type-2 fuzzy logic controller for energy management in hybrid electrical vehicles », Cécile Péra, Robert I John, and Michel Amiet. 26(7):1772–1779, 2013.
- [43] PhD thesis, « Modélisation et supervision des flux énergétiques à bord d'un véhicule hybride lourd: approche par logique floue de type-2 ». Université de Franche-Comté, Javier Solano.2012. .
- [44] International Journal of hydrogen energy, M Fadel, and D Hissel. On-line fuzzy energy management for hybrid fuel cell systems. S Caux, W Hankache, 35(5):2134–2143, 2010
- [45] Journal of power sources. « Optimal fuzzy power control and management of fuel cell/battery hybrid vehicles ». Chun-Yan Li and Guo-Ping Liu,192(2):525–533, 2009.
- [46] Xiangjun Li, Liangfei Xu, Jianfeng Hua, Xinfan Lin, Jianqiu Li, and Minggao Ouyang. Power management strategy for vehicular-applied hybrid fuel cell/battery power system. Journal of Power Sources, 191(2):542–549,2009.
- [47] « Modeling and analysis of an fnc/uchybrid vehicular power system using a wavelet-fuzzy logic based load » O Erdinc, B Vural, M Uzunoglu, and Y Ates
- [48] international journal of hydrogen energy. « A fuzzy logic based supervisory controller for an fnc/uchybrid vehicular power system ». Y Eren, O Erdinc, H Gorgun, M Uzunoglu, and B Vural 34(20):8681–8694,2009 ;
- [49] IEEE Transactions on. « A supervisory power-splitting approach for a new ultracapacitor–battery vehicle deployment of two propulsion machines ». Industrial Informatics, Serkan Dusmez and Alireza Khaligh, 10(3):1960–1971,2014.
- [50] IEEE Industrial Electronics Society. « Control of a low power electrical hybrid system supplied by a fuel cell and a supercapacitor pack ». Alireza Payman, Serge Pierfederici, Farid Meibody-Tabar, and Brayima Dakyo, pages 1244–1249. IEEE, 2011
- [51] IEEE Transactions on. « Modeling and control of fuel cell/supercapacitor hybrid source based on differential flatness control ». Vehicular Technology, P Martin, Melika Hinaje, and Bernard Davat, 59(6):2700–2710,2010.
- [52] M Y Ayad, M Becherif, A Henni, A Aoubou, M Wack, and S Laghrouche. Passivity-based control applied to hybrid power source using fuel cell and supercapacitors. Energy Conversion and Management, 51(7):1468–1475,2010.(pages 14,79,80,86,87,96).
- [53] M Y Ayad, M Becherif, and A Henni. Vehicle hybridization with fuel cell, supercapacitors and batteries by sliding mode control. Renewable Energy, 36(10):2627–2634,2011.(pages 3,14).
- [54] PhD thesis. « Gestion énergétique des véhicules hybrides: de la simulation à la commande temps réel ». Saida Kermani, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2009.
- [55] International journal of vehicle design. « Global optimisation of energy management laws in hybrid vehicles using dynamic programming ». J Scordia, M Desbois-Renaudin,

## Bibliographie

---

- R Trigui, B Jeanneret, F Badin, and C Plasse, 39(4):349–367, 2005.
- [56] PhD thesis. « Modélisation et supervision des flux énergétiques à bord d'un véhicule hybride lourd: approche par logique floue de type-2 », Javier Solano Université de Franche-Comté, 2012.
- [57] International Journal of Hydrogen Energy. « Optimal power allocation for a fchv based on linear programming and pid controller ». Dima Fares, Riad Chedid, Sami Karaki, Rabih Jabr, Ferdinand Panik, Hugo Gabele, and Ying Huang 39(36):21724–21738, 2014.
- [58] International Journal of Hydrogen Energy. « Energy management for fuel cell hybrid vehicles based on a stiffness coefficient model », Haitao Yun, Shude Liu, Yulan Zhao, Jianxin Xie, Chao Liu, Zhongjun Hou, and Keyong Wang 40:633–641, 2015.
- [59] PhD thesis. « Modélisation systémique pour la conception de véhicules électriques multi-sources Application aux véhicules équipés de générateurs photovoltaïques ou de supercondensateurs ». Philippe Chapoulie, 1999.
- [60] PhD thesis. Conception systémique d'une locomotive hybride autonome: application à la locomotive hybride de démonstration et d'investigations en énergétique LhyDIE développée par la SNCF. Cossi Rockys Akli, 2008. (pages iv, 15, 36).
- [61] In Electrical Power & Energy Conference (EPEC). « Comparative study of hybrid electric vehicle control strategies for improved drivetrain efficiency analysis ». Chirag Desai and Sheldon S Williamson, 2009 IEEE, pages 1–6. IEEE, 2009.
- [62] IEEE Transactions on. « Control strategies for hybrid electric vehicles: Evolution, classification, comparison, and future trends ». Vehicular Technology, Farzad Rajaei Salmasi, 56(5):2393–2404, 2007. (pages 11, 16).
- [63] IEEE International. « Review of phev and hev operation and control research for future direction. In Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) », 2012 3rd Symposium on Shane Overington and Sumedha Rajakaruna, pages 385–392. IEEE, 2012.
- [64] IEEE Transactions on. Classification and review of control strategies for plug-in hybrid electric vehicles. Vehicular Technology, Sanjaka G Wirasingha and Ali Emadi, 60(1):111–122, 2011.
- [67] Docteur de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, « Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques », ECOLE DOCTORALE : GEET, M. Angel Cid Pastor, 29 septembre 2006.
- [68] Master académique, « étude et modélisation d'un système photovoltaïque couplée à une machine à courant continu », Yacine BENAKLI, Université mouloud mammeri de TIZI-OUZOU, 28.09.2015.
- [69] Doctorat en sciences en électrotechnique, « Contribution à l'optimisation d'une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque », Amarouayache Mohamed, Université Constantine 1, 02.03.2014.

## Bibliographie

---

- [70] Thèse de Doctorat en Sciences, « Contribution à l'optimisation des systèmes photovoltaïques utilisés pour l'irrigation dans les zones sahariennes – Application zone de Ouargla », Université EL hadj lakhdar – BATNA, Mohamed Lakhdar LOUAZENE, 22/10/2015.
  
- [71] Thèse en master électrotechnique, « Technique de correction du facteur de puissance (PFC) dans les convertisseurs AC-DC monophasé : Application boost PFC », Université Mohamed Khider de Biskra, Djafer Nabil, 25 juin 2018.
  
- [72] Mémoire de Magister, « Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle », Université DE Batna, Ferroudj Abdelmalek, 2011.